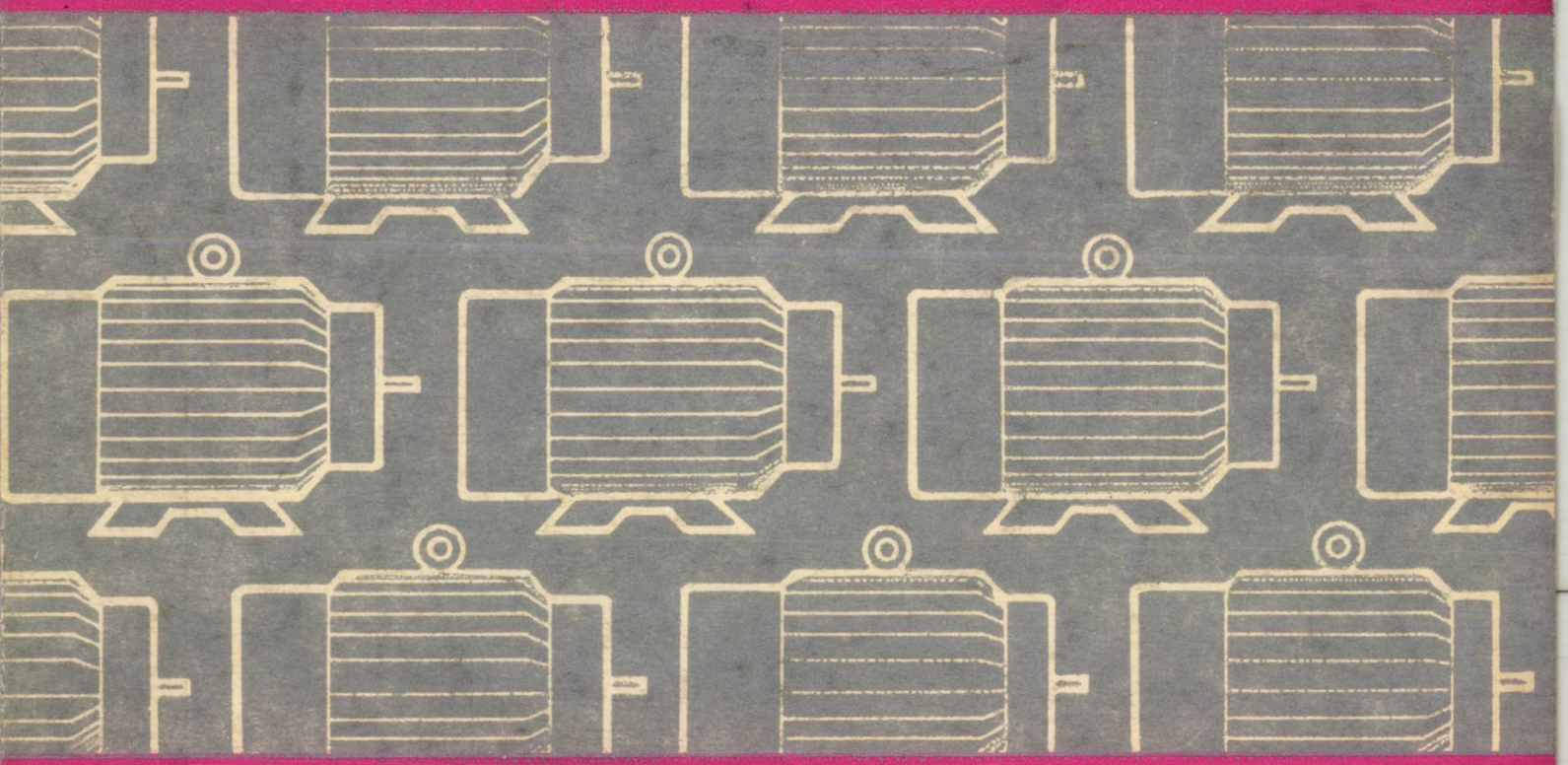
E 2040

ELECTROTEHNICA

R REFERATIVA



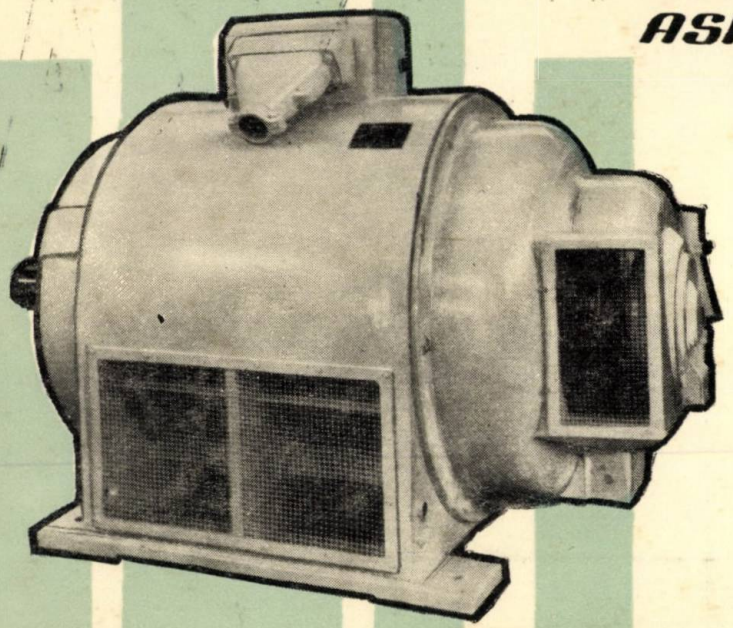
ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 15 ● Nr. 1 ● IANUARIE 1967

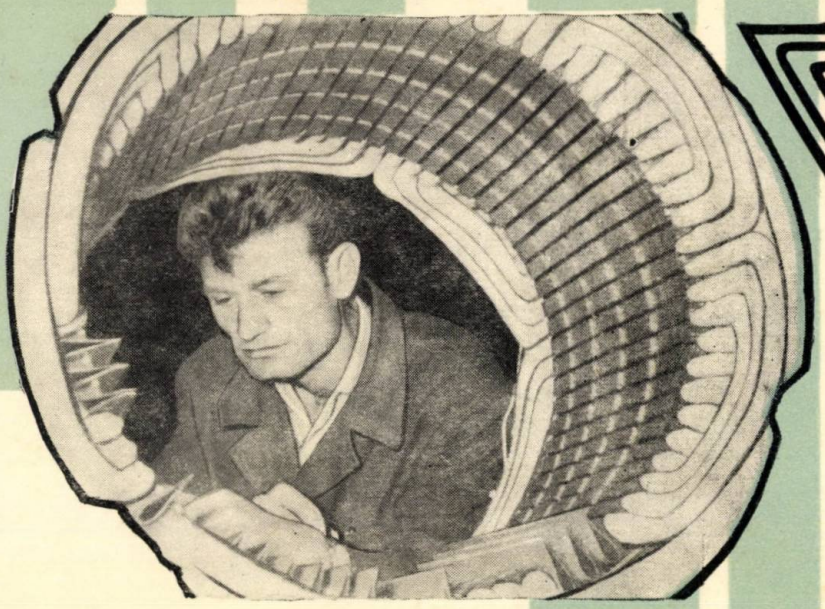
1

pentru orice fel de acționare electrică cu putere necesară peste 100 kW găsiți motorul potrivit

MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE ȘI SINCRONE

în scurtcircuit și cu inele
100-1000 kW, 500-1500 rot/min
normale, protejate,
antigrizutoase, antiexplozive





fabrică

UZINELE

ELECTROPUTERE CRAIOVA

OSZTÁGOS MŰSZAKI ÉNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA

Anul 15 Nr. 1, p. 1—44 ianuarie 1967

CUPRINS

CZ 621.384 : 538.1 : 537.56

Nicolaide, A. : **Plasma și conversiunea magnetohidrodinamică.**

Electrotehnica **15**, nr. 1, ian 1967, p. 1—16

Se expun elementele de bază din studiul producerii plasmei și energiei electrice în generatoarele MHD. Se examinează cele două moduri de producere a plasmei : ionizarea echilibrată și ionizarea neechilibrată. Ionizarea echilibrată se obține prin încălzirea gazului ; în acest caz temperatura electronilor este egală cu temperatura gazului. Ionizarea neechilibrată se obține sub acțiunea unui cîmp electric ; în acest caz temperatura electronilor este superioară temperaturii gazului. Apoi se analizează principiul celor două moduri de conversiune : prin ciocnire și prin mișcare giratorie, subliniindu-se particularitățile lor.

CZ 621.315.614.64 + 621.315.616.96.017.75

Lică, V. : **Materiale electroizolante stratificate termorigide pe bază de hîrtie și rășini sintetice.**

Electrotehnica **15**, nr. 1, ian 1967, p. 16—23

Se prezintă principalele materiale stratificate de tipul „pertinax", atît din punct de vedere al caracteristicilor dielectice și fizico-chimice, cît și al tehnologiei de prelucrare.

CZ 621.316.564.064.32

Tănăsescu, Fl., Herșcovici, B. și *Preda, M.* : **Determinarea puterii de rupere a unor prototipuri românești de separatoare de sarcină cu camere plate pentru medie tensiune.**

Electrotehnica **15**, nr. 1, ian 1967, p. 23—33

Se prezintă rezultatele obținute la determinarea puterii de rupere a unor prototipuri de separatoare de sarcină de 10 kV-400 A și 20 kV — 200 A, realizate în Republica Socialistă România, aparate încercate în rețea sau în stația institutului. După o succintă descriere a schemelor folosite și a problemelor specifice determinării puterii de rupere a separatoarelor de sarcină, se prezintă cele mai semnificative rezultate obținute în circuite cu cos $\varphi \geqslant 0{,}7$, sau cu cos φ inductiv pînă la 0,2. Rezultatele interesante obținute la deconectarea unor curenți rezistivi și inductivi deschid noi perspective de aplicație pentru aceste aparate, care în scurtă vreme vor intra în fabricație curentă.

CZ 538.632 : 538.313

De Sabata, I. : **Cîmpul electric din traductoare Hall plasate în cîmpuri magnetice variabile.**

Electrotehnica **15**, nr. 1, ian 1967, p. 33—40

Se prezintă o teorie macroscopică de cîmp pentru efectul Hall din plăcile semiconductoare plasate transversal în cîmpuri magnetice variabile dar omogene. Se stabilesc condițiile de existență pentru cîmpul Hall și ecuațiile se integrează pentru forme de traductoare întîlnite în aplicațiile tehnice.

NOTE 40
REFERATE 40—42
CRONICĂ 43—44

СОДЕРЖАНЕ

DK 621.384 : 538.1 : 537.56

Николаиде, А.: **Плазма и магнитогидродинамическая конверсия.**

Electrotehnica 15, nr. 1, янв. 1967, стр. 1–16

Приведены основные элементы из исследования, проведенного по получению плазмы и электрической энергии в МНД генераторах. Рассматриваются два способа получения плазмы: уравновешенная ионизация и неуравновешенная ионизация. Уравновешенная ионизация осуществляется путем подогрева газа; в данном случае температура электронов равна температуре газа. Неуравновешенная ионизация осуществляется под действием электрического поля; в этом случае температура электронов превышает температуру газа. Затем анализируется принцип этих двух способов конверсии — путем удара и путем вращательного движения, подчеркивая их особенности.

DK 621.315.614.64 + 621.315.616.96.017.75

Ликэ. В.: **Электроизоляционные термопрочные на базе бумаги и синтетических смол.**

Electrotehnica 15, nr. 1, янв. 1967, стр. 16–23

Описаны наслоенные материалы типа „пертинакс", как с точки зрения диэлектрических и физико-химических характеристик так и с точки зрения технологии обработки.

DK 621.316.554.064.32

Тэнэсеску, Фл., Гершкович, В. и *Преда, М.*: **Определение разрывной мощности некоторых румынских прототипов выключателей нагрузки с плоскими камерами для среднего напряжения.**

Electrotehnica 15, nr. 1, янв. 1967, стр. 23–33

Описываются результаты, полученные при определении разрывной мощности некоторых прототипов выключателей нагрузки в 10 кв — 400 а и 20 кв — 200 а, осуществленных с Социалистической Республике Румыния, приборы, испробованные в сети или на станции института. После краткого описания применяемых схем и специфических вопросов для определения разрывной мощности выключателей нагрузки, приводятся наиболее показательные результаты, полученные в сетях с кос $\varphi \geqslant 0{,}7$ или кос φ индуктивный до 0,2. Интересные результаты, полученные при отключении некоторых резистивных и индуктивных токов, открывают новые перспективы применения этих аппаратов, которые в скором времени войдут в текущее производство.

DK 538.632 : 538.313

Де Сабата, И.: **Электрическое поле из датчиков Галля, установленных магнитном переменном поле**

Electrotehnica 15, nr. 1, янв. 1967, стр. 33–40

Излагается макроскопическая теория поля для эффекта Галля из полупроводящих пластин, установленных поперечно в магнитном переменном поле, однако однородном. Устанавливаются условия существования для поля Галля, а уравнения интегрируются для форм датчиков, встреченных в техническом применении.

ЗАМЕТКА 40

ДОКЛАДЫ 40–42

ХРОНИКА 43–44

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.384 : 538.1 : 537.56

Nicolaide, A. : **Die Plasma und die magnetohydrodynamische Konversion.**

Electrotehnica 15, H. 1, Jan 1967, S. 1–16

Dargelegt werden die Grundelemente bzgl. Forschung der Erzeugung der Plasma und der elektrischen Energie in den MHD-Generatoren. Untersucht werden die zwei Erzeugungsarten der Plasma: die ausgeglichene und die nicht ausgeglichene Ionisierung. Die ausgeglichene Ionisierung erhält man durch Erwärmung des Gases; in diesem Fall ist die Temperatur der Elektronen gleich derjenigen des Gases. Die nichtausgeglichene Ionisierung erzeugt man durch den Einfluss eines elektrischen Feldes; in diesem Fall ist die Temperatur der Elektronen höher als die des Gases. Anschliessend wird das Prinzip der zwei Konversionsarten durch Stoss und durch Drehbewegung untersucht und deren Eigenheiten hervorgehoben.

DK 621.315.614.64 + 621.315.616.96.017.75

Lică, V. : **Die schichtförmigen, wärmebeständigen, elektroisolierenden Materialien auf Grund von Papier und synthetischen Harzen.**

Electrotehnica 15, H.1, Jan 1967, S. 16–23

Beschrieben werden die wichtigsten Schichtstoffe von der Type „Pertinax" und zwar sowohl vom Standpunkt ihrer dielektrischen und physikalisch-chemischen Eigenschaften als auch ihrer Bearbeitungstechnologie.

DK 621.316.564 : 064.32

Tănăsescu, Fl., Herşcovici, B. und *Preda, M.* : **Die Bestimmung der Trennleistung gewisser rumänischen Leistungsrennschalter mit Flachkammern für mittlere Spannungen.**

Electrotehnica 15, H.1, Jan 1967, S. 23–33

Man zeigt die erzielten Resultate bei der Bestimmung der Ausschaltleistung gewisser Prototypen von Lasttrennschaltern von 10 kV, 400 A und 20 kV, 200 A, die in der Sozialistischen Republik Rumänien erzeugt und entweder im Netz, oder im Versuchsfeld des Institutes erprobt wurden. Nach einer kurzen Beschreibung der verwendeten Schematas und der der Bestimmung der Ausschaltlast der Lasttrennschalter eigenen Probleme, werden die bedeutsamsten im Stromkreisen mit cos $\varphi \geqslant 0{,}7$, oder mit induktiven cos φ bis 0,2 erhaltenen Resultate dargestellt. Die interessanten Resultate, die bei der Ausschaltung von Strömen mit Widerständen oder Induktivitäten erhalten werden, eröffnen neue Anwendungsaussichten für diese Apparate, welche in kurzer Zeit laufend erzeugt sein werden.

DK 538.632 : 538.313

De Sabata, J. : **Das elektrische Feld in Hall'schen Gebern, die sich in veränderlichen magnetischen Feldern befinden.**

Electrotehnica 15, H.1, Jan 1967, S. 33–40

Dargestellt wird eine makroscopische Theorie des Feldes für die Hallerscheinung in den Halbleiterplatten, die in veränderlichen aber homogenen magnetischen Feldern quer gelegt werden. Es werden die Bedingungen für das Bestehen des Hallfeldes festgestellt, wonach die Gleichungen für Geberformen, die man bei den technischen Anwendungen antrifft, integriert werden.

KURZAUFSATZ 40

REFERATE 40–42

CHRONIK 43–44

SOMMAIRE

CD 621.384 : 538.1 :537.56

Nicolaide, A. : **Le plasma et la conversion magnéto-hydrodynamique.**

Electrotehnica 15, no. 1, janvier 1967, p. 1–16

On expose les éléments fondamentaux de l'étude de la production du plasma et de l'énergie, dans les générateurs MHD. On examine les deux modes de production du plasma : l'ionisation équilibrée et l'ionisation non-équilibrée. L'ionisation équilibrée s'obtient par l'échauffement du gaz ; dans ce cas, la température des électrons est égale à la température du gaz. L'ionisation non-équilibrée s'obtient sous l'action d'un champ électrique ; dans ce cas, la température des électrons est supérieure à la température du gaz. On analyse ensuite le principe des deux modes de conversion — par choc et par mouvement giratoire — et l'on souligne leurs particularités.

CD 621.315.614.64 + 621.315.616.96.017.75

Lică, V. : **Matériaux électroisolants stratifiés thermorigides, à base de papier et de résines synthétiques.**

Electrotehnica 15, no. 1, janvier 1967, p. 16–23

On présente les principaux matériaux stratifiés, du type „pertinax", en les considérant du point de vue des caractéristiques diélectriques, physiques et chimiques ainsi que du point de vue de la technologie d'usinage.

CD 621.316.564.064.32

Tănăsescu, Fl. , *Herşcovici, B.* et *Preda, M.* : **La détermination de la puissance de rupture de certains prototypes de séparateurs de charge roumains, à chambres plates, pour tension moyenne.**

Electrotehnica 15, no. 1, janvier 1967, p. 23–33

On présente les résultats obtenus lors de la détermination de la puissance de rupture de certains prototypes de séparateurs de charge de 10 kV—400 A et de 20 kV—200 A, réalisés dans la République Socialiste de Roumanie, appareils qui ont été essayés en réseau on bien dans la station de l'Institut. Après une description sommaire des schémas utilisés et des problèmes spécifiques de la détermination de la puissance de rupture des séparateurs de charge, on présente les résultats les plus significatifs obtenus dans des circuits ayant cos $\varphi \geqslant 0{,}7$, ou cos φ inductif jusqu'à 0,2. Les résultats intéressants obtenus lors de la déconnection de certains courants résistifs et inductifs ouvrent de nouvelles perspectives à l'application de ces appareils, qui seront inclus prochainement dans la fabrication courante.

CD 538.632 : 538.313

De Sabata, I. : **Le champ électrique des traducteurs Hall placés dans des champs magnétiques variables.**

Electrotehnica 15, no. 1, janvier 1967, p. 33–40

On présente une théorie macroscopique du champ pour l'effet Hall produit dans les plaques semi-conductrices placées en direction transversale dans des champs magnétiques variables mais homogènes. On établit les conditions d'existence pour le champ Hall et les équations sont intégrées pour des formes de traducteurs rencontrées dans les applications techniques.

NOTE 40

RÉFÉRATS 40–42

CHRONIQUE 43–44

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 1 București, ianuarie 1967

Plasma și conversiunea magnetohidrodinamică

ANDREI NICOLAIDE* — Brașov

CZ 621.384.538.1 : 537.5

Într-un articol anterior s-a studiat generatorul MHD cu metal lichid [28]. Producerea curentului electric în generatorul MHD cu plasmă se face datorită aceloraşi fenomene ca la generatorul cu metal lichid, şi anume: separarea de sarcini electrice ale fluidului conductor în mişcare sub acţiunea unui cîmp magnetic. Fluidul conductor este însă un gaz ionizat, adus în stare de plasmă.

În generatorul cu plasmă energia electrică se obţine direct din energia termică a plasmei furnizată de sursa de căldură care încălzeşte gazul. La generatorul cu metal lichid energia electrică se obţine din energia cinetică a fluidului furnizată de pompa care pune fluidul în mişcare. În aceasta constă deosebirea esenţială între producerea energiei electrice în generatorul MHD cu plasmă, respectiv cu metal lichid.

Producerea energiei electrice în generatorul MHD cu plasmă se realizează prin deplasarea grupelor de particule conţinînd sarcini de semne opuse una faţă de cealaltă, fenomen care se întîlneşte de altfel şi la generatoarele de curent continuu clasice — generatoare magneto-electrodinamice; există însă unele deosebiri. Astfel, în generatorul clasic, la deplasarea unui conductor metalic într-un cîmp magnetic, în timp ce sarcinile pozitive rămîn legate de reţeaua cristalină a metalului, electronii se deplasează în conductor sub acţiunea cîmpului electric indus $\bar{v} \times \bar{B}$, produs de cîmpul magnetic. Într-un gaz ionizat, cum este cazul plasmei din generatoarele MHD, ionii pozitivi, datorită masei lor relativ mari şi a secţiunii eficace de ciocnire mari, se mişcă simultan cu atomii neutri care formează majoritatea particulelor, iar deviaţia sub acţiunea cîmpului magnetic este mică. Electronii datorită masei lor mici sînt însă deviaţi mult de cîmpul magnetic.

În lucrarea de faţă se va studia fluidul conductor, adică plasma utilizată în generatoarele MHD. De asemenea, se vor examina fenomenele care stau la baza funcţionării generatoarelor MHD de curent continuu.

1. Definiţia plasmei

Se va examina mai întîi potenţialul coulombian în interiorul unui gaz ionizat [1], [2]. Numărul electronilor este egal cu numărul ionilor pozitivi pe ansamblul gazului. Se va nota cu n concentraţia medie atît a ionilor, cît şi a electronilor. Sistemul de referinţă se va alege cu originea în centrul unui ion pozitiv.

Sub acţiunea atracţiei electrostatice are loc o uşoară creştere a concentraţiei electronilor în vecinătatea ionului pozitiv, conform teoremei lui Boltzmann. Această teoremă spune: în condiţiile echilibrului termodinamic, legea repartiţiei particulelor, în cazul unui cîmp conservativ de forţe (în cazul de faţă un cîmp electrostatic), se deosebeşte de legea repartiţiei lor în lipsa unui cîmp prin factorul $\exp\left(-\frac{W}{kT}\right)$, unde W este energia potenţială a unei particule în cîmpul de forţe considerat, T este temperatura absolută, iar k este constanta universală a lui Boltzmann egală cu $1{,}37.10^{-23}$ J/°K.

În cazul de faţă energia potenţială a unui electron, care se află la distanţa r de centrul ionului pozitiv, este:

$$W = qV = -eV,$$

unde V este potenţialul cîmpului electrostatic în punctul în care se află electronul, iar e sarcina electronului în valoare absolută. Astfel, concentraţia electronilor este:

$$n_e(r) = n \exp(eV/kT).$$

În cazul unui potenţial relativ slab $\left(V \ll \frac{kT}{e}\right)$ se poate scrie:

$$n_e(r) \approx n\left(1 + \frac{eV}{kT}\right).$$

* Dr. ing. *A. Nicolaide* este conferenţiar la Institutul politehnic-Braşov.

Potențialul V satisface, de asemenea, ecuația lui Poisson:

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho}{\varepsilon_0} = -\frac{1}{\varepsilon_0} e(n_i - n_e),$$

unde n_i este concentrația ionilor pozitivi, iar n_e concentrația electronilor.

Considerînd simetria sferică a cîmpului și introducînd $n_i = n$, rezultă:

$$\frac{1}{r^2} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}r}\left(r^2 \frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}r}\right) = \frac{V}{h^2}, \qquad (1)$$

unde s-a notat:

$$h = \left(\frac{\varepsilon_0 kT}{ne^2}\right)^{1/2} = 69{,}5\left(\frac{T}{n}\right)^{1/2}, \text{ m.} \qquad (1a)$$

Potențialul V trebuie să tindă spre zero cînd r tinde spre infinit și să tindă spre expresia dată de teorema lui Coulomb, cînd r este foarte mic. Soluția care îndeplinește aceste condiții și satisface ecuația (1) este:

$$V = \frac{e}{4\pi\varepsilon_0 r} \exp\left(-\frac{r}{h}\right). \qquad (2)$$

Din relația (2) se vede că în gazul ionizat considerat, potențialul coulombian scade în jurul unui ion pozitiv o dată cu creșterea distanței de la ionul pozitiv, datorită efectului de ecranare al electronilor.

Distanța h, dată de relația (1a), indică ordinul de mărime al distanței la care se manifestă acțiunea de slăbire a cîmpului electric și se numește „distanța de ecranare Debye". Distanța h indică lungimea în lungul căreia n_e poate diferi sensibil de n_i. Analog, se introduce distanța h, dacă în locul simetriei sferice se consideră cazul unei repartiții după o singură direcție. La o distanță relativ mare comparativ cu h, n_i și n_e sînt practic egale.

După definiția introdusă de Langmuir [3], dacă lungimea h este mică față de celelalte distanțe care intervin, gazul ionizat se numește plasmă. Stabilirea acestei definiții nu este suficient de riguroasă; se includ simplificări, cum sînt considerarea unei anumite simetrii a cîmpului sau neglijarea interacțiunii ion-ion. De aceea se va adopta pentru plasmă definiția următoare [4]:

— un gaz în stare de înaltă ionizare (concentrația ionilor $10^{15}/\mathrm{m}^3$ și mai mult) care conține în mijlociu, cel puțin în primă aproximație, tot atîți electroni cît și ioni pozitivi se numește plasmă. Aceasta este bună conducătoare de electricitate și este neutră din punct de vedere electric macroscopic, deoarece concentrația electronilor este egală cu concentrația ionilor.

În figura 1 este reprezentată schematic compoziția plasmei: ioni pozitivi, electroni, atomi excitați, atomi neexcitați, fotoni. Există două posibilități de a ioniza un gaz pentru a obține plasma folosită în generatoarele MHD: a) ionizarea „termică" sau „echilibrată" care se realizează prin încălzirea gazului la temperaturi înalte; b) ionizarea „supratermică" sau „neechilibrată" sub acțiunea unui cîmp electric sau a unei alte cauze exterioare. Aceasta din urmă are loc la descărcările în gaze la presiuni scăzute. Ionizarea neechilibrată se întîlnește mai des decît cea echilibrată, cum este cazul

Fig. 1. Compoziția plasmei.

la numeroase instalații, ca de exemplu gazotroane sau tuburi luminescente. În prezent însă, fenomenul ionizării echilibrate este mai binecunoscut decît fenomenul ionizării neechilibrate care este mult mai complicat. De aceea perspectivele imediate de utilizare a ionizării echilibrate pentru producerea plasmei pentru generatoarele MHD sînt mult mai mari. Se vor analiza ambele moduri de ionizare.

2. Ionizare echilibrată

Electronii, atomii și fotonii pot ioniza atomii unui gaz, dacă energia lor depășește energia de ionizare a atomilor. Dacă nu acționează nici o cauză exterioară, gazul tinde spre o stare de echilibru, numită echilibru termodinamic. Se va considera gazul ca un sistem fizic constînd dintr-un număr mare de particule. Fiecare particulă are atît o energie internă (energie de excitare a electronilor în atom, energie de vibrație și rotație a moleculei etc.), cît și o energie cinetică corespunzătoare mișcării de translație.

În cursul trecerii spre starea de echilibru au loc diferite schimburi de energie extrem de numeroase între toate particulele, adică molecule, atomi, ioni, electroni. În diferitele momente ale acestei perioade de trecere spre starea de echilibru, numărul parametrilor necesari pentru a descrie starea gazului este foarte mare; la limită ar trebui cunoscute poziția și viteza fiecărei particule.

La echilibru, starea gazului se poate descrie cu ajutorul a doi parametri, de exemplu presiunea și temperatura sau entalpia și entropia. Cunoscînd acești parametri se poate calcula numărul de particule de fiecare tip care intră în constituția gazului, adică numărul de molecule, atomi, ioni, electroni.

La apariția unei cauze perturbatoare oarecare din exterior: cîmp electric, flux caloric, iradiere, deformare, gazul este îndepărtat din

starea de echilibru. Dacă cauza perturbatoare tinde spre zero, atunci modifică foarte puțin starea gazului și se poate determina comportarea acestuia în diferite cazuri. Astfel, se pot determina diferite proprietăți fizice ale gazului, cum sînt : conductivitatea termică, viscozitatea, conductivitatea electrică. Deci conductivitatea electrică la echilibru este aceea care corespunde situației cînd gazul electronic nu este perturbat. Un cîmp electric intens ar avea drept efect mărirea energiei electronilor, deci ar distruge echilibrul termodinamic. Ionizarea echilibrată se realizează la temperaturi înalte și presiuni joase.

O dată cu creșterea temperaturii are loc distrugerea progresivă a legăturilor intramoleculare și intraatomice ale gazului. Moleculele se disociază în atomi, iar aceștia în ioni și electroni pînă se ajunge la echilibru termodinamic.

Relația care caracterizează echilibrul de disociere a moleculelor este :

$$\text{moleculă} \rightleftarrows \text{atomi},$$

iar echilibrul de ionizare :

$$\text{atom} \rightleftarrows \text{electron} + \text{ion}.$$

Se va considera cazul simplu cînd moleculele unui gaz se disociază în particule de două tipuri după o relație de forma $AB \rightleftarrows A + B$. La echilibru termodinamic între concentrațiile moleculelor și ale celor două tipuri de particule există o relație de forma :

$$\frac{n_A n_B}{n_m} = K_D(T),$$

unde n_m reprezintă concentrația moleculelor, iar n_A și n_B concentrațiile celor două tipuri de particule. Dacă gazul este biatomic, de exemplu hidrogen, o moleculă se disociază în doi atomi și $n_A = n_B = n_a$.

Între concentrațiile atomilor, electronilor și ionilor (se admite că prin ionizare se îndepărtează numai primul electron), la echilibru termodinamic există o relație de forma :

$$\frac{n_i n_e}{n_a} = K_I(T).$$

Se va nota cu N concentrația atomilor de gaz monoatomic, dintre care o fracțiune este ionizată. Numărul de electroni pierduți de atomul ionizat se va presupune egal cu unitatea ; atunci concentrația electronilor este egală cu concentrația ionilor : $n_e = n_i = x\,N$. Concentrația atomilor neionizați este $(1-x)\,N$.

Mărimea :

$$x = \frac{\textit{numărul de atomi ionizați}}{\textit{numărul total de atomi}}$$

se numește grad de ionizare.

Un gaz monoatomic ionizat, poate fi considerat ca un amestec de trei gaze ideale : gazul electronic, gazul ionic, gazul de atomi neionizați. La echilibru, numărul de electroni sau de ioni se poate obține cu ajutorul formulei lui Saha [5], [29] :

$$N\frac{x^2}{1-x} = KT^{3/2}\exp\left(-\frac{eV_i}{kT}\right), \qquad (3a)$$

unde :

$$K = \frac{g_e g_i}{g_a}\left(\frac{2\pi m_e k}{10^4\,h^2}\right)^{3/2}$$

și s-a notat :

$k = 1{,}37.10^{-23}$ J/°K — constanta lui Boltzmann ;

$h = 6{,}6.10^{-34}$ Js — constanta lui Planck ;

$m_e = 9{,}02.10^{-31}$ kg — masa electronului ;

$e = 1{,}59.10^{-19}$ C — sarcina electrică a electronului în valoare absolută ;

g_e, g_i și g_a — suma stărilor cuantice a electronului, a ionului, respectiv a atomului neionizat, și anume $g_i = 1$; $g_e = 2$; $g_a = 2$, deoarece starea ionică se realizează într-un singur fel, adică restul atomic fără electron ; în timp ce starea atomică se realizează în două feluri, anume restul atomic cu spinul de o orientare sau de orientare opusă ;

V_i — potențialul de ionizare al atomilor gazului în V.

Generalizarea formulei lui Saha pentru regimul staționar dar neechilibrat termodinamic este dată în lucrarea [29].

Ținînd seamă că presiunea totală a gazului ionizat este suma presiunilor parțiale ale celor trei componente, adică :

$$p = p_a + p_i + p_e = (1 - x)\,NkT + \\ + xNkT + xNkT = (1 + x)\,NkT),$$

unde p este exprimat în N/m², se poate obține o altă formă a expresiei (3a). Se obține astfel formula :

$$\frac{x^2}{1-x^2} = 4{,}73.10^3\left(\frac{V_i}{p}\right)^{5/2}\cdot\left(\frac{kT}{eV_i}\right)^{5/2}\exp\left(-\frac{eV_i}{kT}\right), \qquad (3b)$$

unde p reprezintă presiunea totală și este exprimat în atmosfere ; celelalte mărimi sînt exprimate în sistemul MKSA.

Dacă gazul ionizat este amestecat cu alte gaze neionizate, atunci în formulele (3a) și (3b) mărimile N și p se referă la gazul ionizat. Deoarece se obișnuiește să se păstreze notația p pentru presiunea totală a amestecului de gaze, se înlocuiește în acest caz p din formula (3b) prin $p\,\varepsilon_1$, unde ε_1 reprezintă concentrația gazului ionizat. Dacă gradul de ionizare este mic ($x \ll 1$), se obține :

$$x = \frac{0{,}18}{\sqrt{p\,\varepsilon_1}}\,T^{5/4}\exp\left(-\frac{eV_i}{2kT}\right),$$

unde p este exprimat în N/m².

În figura 2 sînt reprezentate curbele gradului de disociere şi ale gradului de ionizare a hidrogenului [6]. Gazul poate conţine patru componente: gazul de molecule, H_2; gazul de atomi, H; gazul de ioni, H_+; gazul de electroni, e. Starea de echilibru termodinamic corespunde echilibrului simultan, pentru toate reac-

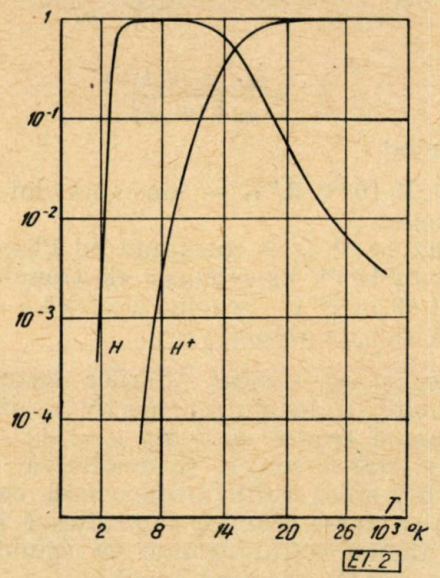


Fig. 2. Gradul de disociere al hidrogenului în atomi şi ioni la presiune normală.

ţiile reversibile posibile între componentele gazului. În cazul hidrogenului, aceste reacţii sînt:

$$H_2 \rightleftarrows H + H,$$

$$H \rightleftarrows H_+ + e.$$

Din curba din figura 2 se vede că hidrogenul este ionizat mai mult de jumătate la temperaturi mai mari de 15 100°K.

3. Conductivitatea gazului parţial ionizat într-un cîmp electric slab

Pentru a calcula aproximativ conductivitatea gazului parţial ionizat, care se află sub acţiunea unui cîmp electric de slabă intensitate, se admit următoarele ipoteze simplificatoare:

— traiectoria electronului între două ciocniri este deviată foarte puţin de cîmpul electric;

— ciocnirile electronului cu moleculele, atomii şi ionii gazului sînt elastice.

Ca urmare se poate admite că electronii descriu traiectorii foarte apropiate de acelea cînd nu există cîmpul electric, iar deplasarea electronilor sub acţiunea forţelor cîmpului electric apare numai după un număr mare de ciocniri. Distribuţia vitezelor electronilor rămîne cvasimaxwelliană, iar temperatura T, egală cu temperatura celorlalte componente ale gazului.

Între două ciocniri, sub acţiunea cîmpului electric, electronul se deplasează cu o acceleraţie constantă. Se va nota cu V_e viteza relativă a electronilor faţă de celelalte particule ale gazului (molecule, atomi, ioni) presupuse că se deplasează cu aceeaşi viteză medie. Viteza electronilor după ciocnire se poate considera egală cu viteza medie a celorlalte particule ale gazului, care au o masă mult mai mare. Din teorema impulsului rezultă că forţa medie care acţionează asupra electronului, datorită ciocnirii cu o altă particulă diferită, este [7]:

$$\overline{F}_e = - m\overline{V}_e \ \tau_e^{-1}.$$

Forţa electrică care acţionează asupra electronului este $\overline{F} = - e\overline{E}$. Inerţia electronului fiind foarte mică se poate admite că suma forţelor care acţionează asupra electronului este nulă. Deci ecuaţia mişcării electronului este:

$$\overline{F}_e + \overline{F} = - m_e\overline{V}_e \ \tau_e^{-1} - e\overline{E} = 0$$

şi

$$\overline{E} = - \frac{m_e}{e} \tau_e^{-1} \overline{V}_e.$$

Se notează cu $\nu = \tau_e^{-1}$ numărul mediu de ciocniri ale electronului în unitatea de timp, cu n_e concentraţia electronilor, iar cu $\overline{J} = - ne\overline{V}_e$ densitatea de curent. Se obţine:

$$\overline{E} = \frac{m_e\nu}{n_e e^2} \overline{J}.$$

Rezistivitatea gazului ionizat este:

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{m_e}{ne^2} \nu.$$

În baza ipotezelor admise mai înainte, numărul mediu de ciocniri ale electronului în unitatea de timp este determinat de viteza de agitaţie termică v_u a electronilor, de secţiunea eficace de ciocnire Q_j şi de concentraţia n_j a celor q tipuri de particule ale gazului [6]:

$$\nu = v_u \sum_{j=1}^{q} n_j Q_j.$$

Se obţine:

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{m_e}{n_e e^2} v_u \sum_{j=1}^{q} n_j Q_j. \qquad (4)$$

Viteza v_u se poate lua egală cu valoarea medie aritmetică [30]:

$$v_u = \left(\frac{8}{\pi} \frac{kT}{m_e}\right)^{1/2}. \qquad (5)$$

Secţiunea eficace aparentă depinde de energia electronilor şi de distribuţia lor. Se va nota $<Q_j>$ secţiunea eficace aparentă şi se obţine expresia rezistivităţii:

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{m_e}{n_e e^2} v_u \sum_{j=1}^{q} n_j <Q_j>. \qquad (6)$$

Rezultă că gazele cu secțiunea eficace de ciocnire mai mică au conductivitatea mai mare.

În cazul hidrogenului, expresia rezistivității devine :

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{m_e}{n_e e^2} v_u \left[\frac{n_{H2}}{n_e} < Q_{H2} > + \frac{n_H}{n_e} < Q_H > + \right.$$
$$\left. + \frac{n_i}{n_e} < Q_i > \right],$$

unde mărimile notate cu H2 se referă la moleculele de hidrogen, cele notate cu H se referă la atomii de hidrogen, cele notate cu litera i se referă la ionii pozitivi, iar cele notate cu litera e se referă la electroni.

Cei trei termeni din paranteză corespund celor trei tipuri de ciocniri, care în cazul hidrogenului ionizat se opun deplasării electronilor. Primul termen din paranteză corespunde ciocnirilor dintre electroni și moleculele de hidrogen, al doilea termen corespunde ciocnirilor dintre electroni și atomii de hidrogen, al treilea termen, ciocnirilor dintre electroni și ionii pozitivi. Ultimul termen este independent de starea de ionizare, deoarece, după cum s-a menționat, în plasmă concentrația sarcinilor negative este egală cu concentrația sarcinilor pozitive, adică $n_e = n_i$.

Este interesant de amintit că ciocnirea, între electron și ion, are o importanță mult mai redusă și o probabilitate mult mai mică decît interacțiunea coulombiană care se produce la apropierea electronului de ionul pozitiv. Sub acțiunea cîmpului coulombian al ionului pozitiv electronul este deviat. Această deviere începe să se manifeste de la intrarea electronului în zona de acțiune a cîmpului coulombian al ionului, dar efectul este cu atît mai mic, cu cît viteza electronului este mai mare.

Rezistivitatea se poate scrie sub forma sumei a doi termeni :

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_n}, \qquad (8)$$

unde :

$$\frac{1}{\sigma_i} = \frac{n_i}{n_e} < Q_i > \qquad (9)$$

și

$$\frac{1}{\sigma_n} = \frac{m v_u}{n_e e^2} [n_{H2} < Q_{H2} > + n_H < Q_H >]. \qquad (10)$$

Termenul $\frac{1}{\sigma_i}$ corespunde ciocnirilor între electroni și ioni, iar termenul $\frac{1}{\sigma_n}$ corespunde ciocnirilor între electroni și particulele neutre ale gazului : atomi și molecule.

Rezistivitatea $\frac{1}{\sigma_i}$ este independentă de natura gazului și nu depinde decît de energia cinetică a electronilor.

Expresia termenului $\frac{1}{\sigma_i}$ a fost stabilită cu exactitate mai întîi în cazul gazului Lorentz ideal. Astfel este denumit un gaz ipotetic complet ionizat, în care electronii nu interacționează între ei, iar ionii pozitivi sînt în repaus. Pentru un calcul mai exact este necesar să se ia în considerare și ciocnirile electron-electron. În lucrările [1] și [8] se indică pentru acest caz expresia :

$$\frac{1}{\sigma_i} = 65{,}3 \frac{\ln \Lambda}{T^{\frac{3}{2}}}, \ \Omega m, \qquad (11)$$

unde :

$$\Lambda = \frac{p_m}{p_0};$$

p_m este parametrul de ciocnire limită superioară ;
p_0 — parametrul de ciocnire limită inferioară.

Se vor face unele precizări după lucrarea [1] referitoare la parametrul de ciocnire p_0, respectiv p_m. Dacă la ciocnirea unei particule de o masă mică cu o particulă de masă mult mai mare, unghiul de deflexie al particulei ușoare este mai mare de 90°, ciocnirea se numește întîlnire apropiată sau ciocnire apropiată. Dacă două particule cu sarcină electrică trec la o distanță relativ mare una față de alta, deflexia nu este neglijabilă ca atunci cînd particulele sînt neutre. O astfel de ciocnire se numește întîlnire depărtată. Numărul întîlnirilor depărtate este atît de mare încît efectul lor este mai important decît acela al întîlnirilor apropiate.

Secțiunea eficace a ciocnirilor apropiate este πp_0^2, iar parametrul de ciocnire p_0 este dat de relația :

$$p_0 = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \frac{Z Z_1 e^2}{m v^2},$$

unde :

m este masa, iar v viteza particulei mai ușoare ;
Ze — sarcina aceleiași particule ;
$Z_1 e$ — sarcina particulei mai grele.

S-a notat cu e sarcina electronului. Viteza medie pătratică v rezultă din relația $mv^2 = 3kT$. Parametrul de ciocnire p_m se ia egal cu distanța de ecranare Debye. Rezultă :

$$\Lambda = \frac{12\pi}{Z Z_1 e^3} \left(\frac{\varepsilon_0 k^3 T^3}{n_e} \right)^{1/2}.$$

În cazul care interesează în conversiunea MHD, și anume ciocniri electron — ion, $Z = Z_1 = 1$. Expresia indicată pentru Λ este valabilă pentru valori ale temperaturii pînă la $T = 4.10^5$ °K. La valori mai mari ale tem-

peraturii, Λ trebuie micșorat în oarecare măsură, după cum se indică în lucrarea [1], datorită unor efecte cuantice.

Pentru $T = 10^3$; $n_e = 10^{18}$ electroni/m^3; $Z = Z_1 = 1$ se obține $\ln \Lambda = 5{,}97$. Pentru $T = 10^4$ °K; $n_e = 10^{21}$ electroni/m^3; $Z = Z_1 = 1$ se obține, de asemenea, $\ln \Lambda = 5{,}97$.

Deoarece în domeniul conversiunii MHD, valorile lui T și n_e se încadrează între aceste limite [6], se adoptă aproximativ $\ln \Lambda = 5$.

Deci:

$$\frac{1}{\sigma_i} \approx \frac{300}{T^{\frac{3}{2}}}, \quad \Omega\text{m}. \tag{12}$$

Rezistivitatea $\frac{1}{\sigma_n}$ este invers proporțională cu concentrația n_e a electronilor, deci variază foarte repede în funcție de temperatură, conform legii lui Saha. Acest termen $\frac{1}{\sigma_n}$ depinde de natura gazului.

În figura 3 este reprezentată curba rezistivității rezultante $\frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_n}$ și curba rezistivităților parțiale $\frac{1}{\sigma_i}$ și $\frac{1}{\sigma_n}$ pentru hidrogen la presiune normală [6]. Din figură se vede că în zona temperaturilor relativ mici, cea mai mare importanță o are termenul $\frac{1}{\sigma_n}$, iar în zona temperaturilor mari, unde ionizarea este

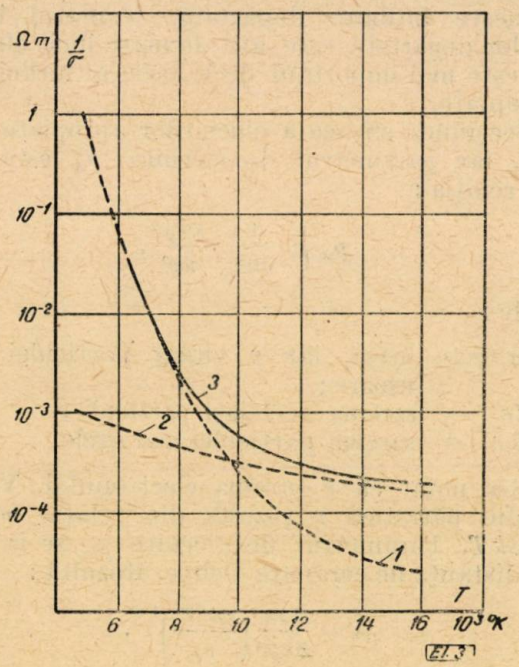


Fig. 3. Curba rezistivității în funcție de temperatură pentru hidrogen la presiune normală:

1 — rezistivitatea parțială $\frac{1}{\sigma_n}$; *2* — rezistivitatea parțială $\frac{1}{\sigma_i}$; *3* — rezistivitatea totală $\frac{1}{\sigma}$.

pronunțată, cea mai mare importanță o are termenul $\frac{1}{\sigma_i}$. Zona intermediară se numește zonă de tranziție. Pentru hidrogen la presiune normală, zona de tranziție se află în jurul temperaturii de 9 000°K, unde gradul de ionizare este aproape de 1%.

4. Introducerea adaosului pentru ionizare

Cele mai multe gaze uzuale ca: aer, H, CO, CO_2, gaze inerte, au un potențial de ionizare foarte înalt și nu pot fi ionizate termic decît la temperaturi foarte ridicate. Dar temperatura de 9 000°K care este necesară pentru a realiza ionizarea hidrogenului în proporție de 1%, deși se poate obține în arcul electric, nu se realizează în nici un caz în combustiile industriale care pot fi folosite pentru ionizarea gazului la generatoarele MHD. În aceste combustii industriale se obțin temperaturi de cel mult 3 000°K. Dar la temperatura de 3 000°K, hidrogenul și celelalte gaze uzuale sînt foarte puțin ionizate și nu pot fi utilizate. Dacă însă se introduce într-un astfel de gaz o mică cantitate de adaos (0,1 pînă la 1%) dintr-o substanță care se ionizează ușor, de exemplu vapori de metale alcaline, atunci se realizează un grad ridicat de ionizare a gazului la temperaturi relativ scăzute (sub 3 000°K). Datorită potențialului de ionizare scăzut, adaosul se ionizează la temperaturi relativ mici, conform legii lui Saha. Ca urmare scade mult rezistivitatea $\frac{1}{\sigma_n}$, datorită creșterii însemnate a numărului de electroni n_e. Adaosul utilizat este de obicei constituit din vapori de cesiu sau potasiu. Potențialul de ionizare al cesiului este 3,893 V, iar al potasiului 4,339 V, în timp ce acela al hidrogenului este 13,5 V. Datele se referă la potențialul necesar îndepărtării primului electron al atomului.

Introducerea adaosului, chiar în cantitate mică, are drept rezultat o creștere foarte mare a conductivității electrice a gazului.

În figura 4 este reprezentată curba rezistivității argonului cu adaos de 1% cesiu. În aceeași figură sînt reprezentate punctat curbele celor două componente ale rezistivității gazului. Curbele din figura 4 sînt determinate prin calcul [6]. Din examinarea curbelor din figură rezultă că influența adaosului asupra ionizării este foarte însemnată. Astfel, argonul cu adaos de vapori de cesiu are o conductivitate relativ importantă la 2 000°K, și anume 12 $(\Omega\text{m})^{-1}$, în timp ce fără adaos este practic neionizat chiar la 3 500°K.

4.1. *Concentrația optimă a adaosului*

Conductivitatea electrică a unui gaz se calculează cu formule de tipul celor stabilite la paragraful 3. În cazul unui gaz (se au în vedere numai gaze cu toate moleculele disociate) care conține adaos, se găsește pentru conductivitate expresia [9]:

$$\sigma = 0{,}532 \frac{e^2}{(m_e k T)^{1/2}} \cdot \frac{n_e}{n_i Q_i + n_s Q_s + n_0 Q_0}, \quad (13)$$

unde s-a notat:

Q_i, Q_s, Q_0 sînt secțiunile eficace;

n_i, n_s, n_0 — concentrațiile ionilor, atomilor neutri ai adaosului, atomilor neutri ai gazului. Ca și mai înainte concentrația electronilor este egală cu concentrația ionilor. Restul notațiilor sînt cele adoptate la paragrafele precedente. Conductivitatea dată de relația (13) diferă de cea obținută din relația (4) prin coeficientul din membrul al doilea 0,532 în loc de 0,625.

Pentru vaporii metalelor alcaline secțiunea eficace Q_s este foarte mare [9]. La gradul de ionizare utilizat în prezent în generatoarele MHD, n_i este destul de mic și este proporțional cu $\sqrt{n_s}$ după cum rezultă din formula lui Saha. Astfel, se poate scrie aproximativ relația de proporționalitate:

$$\sigma \sim \frac{\sqrt{n_s}}{n_s Q_s + n_0 Q_0}. \quad (14)$$

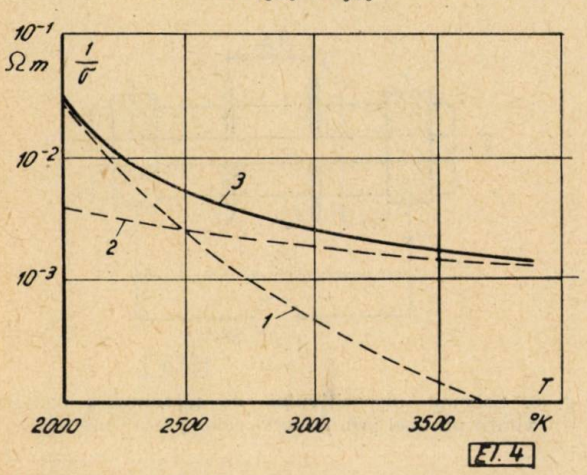


Fig. 4. Curbele rezistivității pentru argon cu adaos de 1% cesiu la presiune normală:
1 — rezistivitatea parțială $\frac{1}{\sigma_n}$; 2 — rezistivitatea parțială $\frac{1}{\sigma_i}$; 3 — rezistivitatea totală $\frac{1}{\sigma}$.

Valoarea maximă a acestei funcții se obține pentru $\frac{n_s}{n_0} = \frac{Q_0}{Q_s}$. Pentru potasiu $Q_s \approx 3.10^{-18}$ m², iar pentru argon $Q_0 \approx 6.10^{-21}$ m². Rezultă că în cazul argonului conductivitatea maximă se realizează la o concentrație a adaosului de aproximativ 0,2%.

În generatoarele MHD experimentate în prezent, plasma se realizează din produsele gazoase ale arderii în care se introduce un adaos de ionizare [31]. Conductivitatea plasmei se poate determina fie prin calcul, fie experimental.

5. Determinarea prin calcul a conductivității plasmei

Determinarea prin calcul se poate face după cum s-a arătat la paragraful 2, din formula:

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_n}.$$

Rezistivitatea $\frac{1}{\sigma_i}$ este independentă de natura gazelor din care este constituită plasma și se calculează cu relația (11) sau (12). Rezistivitatea $\frac{1}{\sigma_n}$ se calculează în cazul general cînd plasma este constituită din diferite gaze și un adaos de ionizare, cu o relație analogă expresiei (6), și anume:

$$\frac{1}{\sigma_n} = \frac{m_e}{e^2}\left(\frac{8}{\pi} \cdot \frac{kT}{m_e}\right)^{1/2} \frac{1}{n_e} \sum_{j=1}^{q} n_j Q_j, \quad \Omega\text{m}.$$

Conductivitatea, după efectuarea calculelor, este:

$$\sigma_n = 0{,}448.10^{-11} \frac{1}{\sqrt{T}} F, (\Omega\text{m})^{-1},$$

unde:

q reprezintă numărul tipurilor de particule neutre din plasmă;

n_j — concentrația particulelor neutre;

Q_j — secțiunea eficace a ciocnirilor electron-particulă neutră;

$$F = \frac{n_e}{\sum_{j=1}^{q} n_j Q_j}.$$

Concentrația n_e a electronilor se consideră practic egală cu aceea provenită din adaosul de ionizare, adică $n_e = x n_s$. Dacă gradul de ionizare x este mic față de unitate, atunci se poate utiliza relația:

$$x = \frac{0{,}18}{\sqrt{p \varepsilon_1}} T^{5/4} \exp \frac{-eV_i}{2kT},$$

unde:

p este presiunea totală a gazului (plasmei), N/m²;

ε_1 — concentrația adaosului, de exemplu $\varepsilon_1 = n_s/n_0 = 0{,}025$, adică 2,5%.

Concentrația moleculelor dintr-un m³ normă de gaz este $2{,}69.10^{25}$ m^{-3}. Concentrația adaosului la o presiune și temperatură oarecare variază o dată cu n_s datorită ionizării, dar în limite restrînse.

Pentru calcule este deci necesar să se cunoască concentrația particulelor gazului și secțiunile eficace de ciocnire. Concentrația se poate calcula cu formula lui Saha. Secțiunile eficace sînt indicate după datele din literatură [6] în tabela 1. Acestea au fost stabilite experimental de diferiți autori. Metoda clasică de determinare experimentală a secțiunii eficace a ciocnirii electron-atom a fost introdusă de Ramsauer [10], [11]. Secțiunile eficace depind de energia electronului, dar pentru valorile mici ale energiei electronilor din gazele ionizate utilizate în generatoarele MHD, aceste secțiuni au o valoare apropiată de secțiunea aparentă a atomului sau moleculei. Trebuie adăugat că nu se poate realiza o precizie prea mare în determinarea experimentală a secțiunilor eficace.

Tabela 1

Gazul	Secțiunea eficace $Q \cdot 10^{20} m^2$
K	400
Cs	340
H_2O	40
CO_2	20
H_2	12
CO	10
N_2	8,5
O_2	5,5
He	6
Ne	0,7
Ar	0,4

În figura 5 este reprezentată, pentru unele gaze, dependența secțiunilor eficace în funcție de temperatură. Se constată că la unele gaze ca Ar, Kr, Xe, are loc un minim accentuat, fenomen care se numește efectul Ramsauer-Townsend.

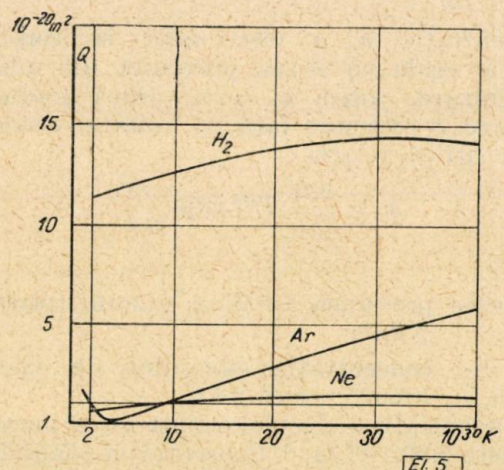


Fig. 5. Dependența secțiunilor eficace de ciocnire electron-atom, în funcție de temperatură, pentru diferite gaze: argon, neon, hidrogen molecular.

6. Determinarea experimentală a conductivității plasmei

Se vor expune sumar diferitele metode indicate în literatură.

6.1. *Metoda celor doi electrozi* [12], [13]

Se introduc în gazul ionizat doi electrozi, care de multe ori se adoptă coaxiali și uneori se prevăd cu inele de gardă. Se măsoară rezistența dintre electrozi și se deduce conductivitatea gazului. Există inconvenientul că temperatura straturilor limită la electrozi, care este mai scăzută, influențează asupra rezistenței totale dintre electrozi.

O variantă a metodei o constituie măsurarea rezistenței chiar între electrozii generatorului MHD în absența cîmpului magnetic. Există însă aceleași inconveniente menționate mai înainte.

6.2. *Metoda celor patru electrozi* [14], [15], [16]

Principiul metodei rezultă din schema dispozitivului de măsurare indicat în figura 6.

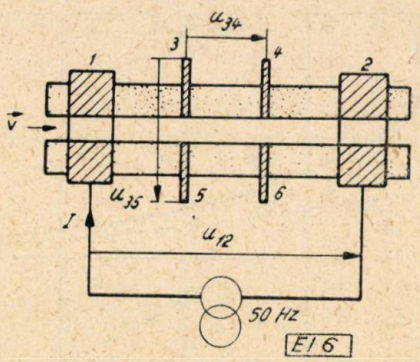


Fig. 6. Schema dispozitivului de măsurare a conductivității plasmei prin metoda celor patru electrozi.

Se aplică o tensiune u_{12} între electrozii extremi și se măsoară tensiunea u_{34} între două puncte din zona centrală, unde cîmpul electric este uniform, utilizînd o sondă care poate fi deplasată sau două sonde. Dificultatea constă în realizarea unei coloane de plasmă cu temperatură omogenă și cu o secțiune bine determinată. Dacă gazul este trecut printr-un canal de izolant din material refractar este necesar să se verifice izolația materialului refractar, ceea ce se face măsurînd curentul rezidual imediat după oprirea flăcării care încălzește gazul.

Dacă se utilizează flacără cu jet liber este necesar să se utilizeze și o flacără coaxială

externă, care să elimine perturbațiile pe care le introduce atmosfera înconjurătoare.

Metoda celor patru electrozi are avantajul că este simplă și destul de exactă.

6.3. *Metoda circuitului de rezonanță* [16], [17], [18], [19], [20]

Aceasta constă în măsurarea variației de frecvență sau a factorului de calitate a unui circuit rezonant sub acțiunea plasmei și se deduce conductivitatea acesteia. Pentru aceasta se trece plasma axial prin interiorul unei bobine alimentate la o frecvență de ordinul cîtorva MHz. Etalonarea frecvenței sau a factorului de calitate se face în funcție de conductivitatea unor soluții electrolitice cunoscute.

Rezultatele obținute prin această metodă sînt apropiate de cele obținute prin metoda precedentă.

6.4. *Metoda absorbției microundelor* [16], [21]

Se măsoară atenuarea unui fascicul de unde electromagnetice de frecvență ridicată f, la trecerea prin coloana de plasmă și se deduce conductivitatea plasmei. Pentru ca metoda să poată fi aplicată este necesar ca plasma să nu reflecte undele incidente. Pentru aceasta trebuie să fie satisfăcută inegalitatea:

$$n_e < \frac{(2\pi f)^2}{4\pi e^2},$$

unde n_e este concentrația electronilor din plasmă. Absorbția fasciculului de unde electromagnetice este funcție de viteza la care energia primită de electroni în cîmpul electromagnetic alternativ poate fi cedată prin ciocnirile cu atomii neutri. Absorbția se poate măsura dacă frecvența f este mai mică decît frecvența ν_e a ciocnirilor electronilor cu atomii neutri, dar de același ordin de mărime.

S-a demonstrat că în cazul cînd densitatea de energie este mică, transmisia este e^{-kx}, unde s-a notat:

x — grosimea traversată, cm;

k — factorul de atenuare dat de relația $k = 4{,}9.10^{-2}\ n_e \left(\frac{\nu_e}{\omega^2 + \omega}\right) \sqrt{\mu_r}$;

$\omega = 2\pi f$;

n_e — electroni/cm^3;

μ_r — permeabilitatea magnetică relativă a gazului; este apropiată de unitate.

Conductivitatea plasmei se obține cu relația:

$$\sigma = n_e e \mu_e,$$

unde:

$$\mu_e = \frac{e}{m_e} \cdot \frac{1}{\nu_e}.$$

6.5. *Metoda sondelor* [16], [22], [23], [24]

În această metodă se folosesc diferite tipuri de sonde, și anume: sonda Langmuir, sonde duble Malter și Johnson. Metoda este valabilă numai pentru presiuni scăzute. În ceea ce privește temperaturile, sînt limitate de termoemisia sondelor. Metoda nu este indicată pentru măsurarea conductivității plasmei utilizate în generatoarele MHD.

6.6. *Rezultatele determinărilor experimentale* [12], [16], [25], [26], [34]

În figura 7 sînt indicate, după datele din literatură, curbe de conductivitate pentru diferite tipuri de plasmă obținută din gaze de combustie cu adaos pentru ionizare, adică plasmă de tipul celei utilizate în generatoarele MHD experimentate în prezent.

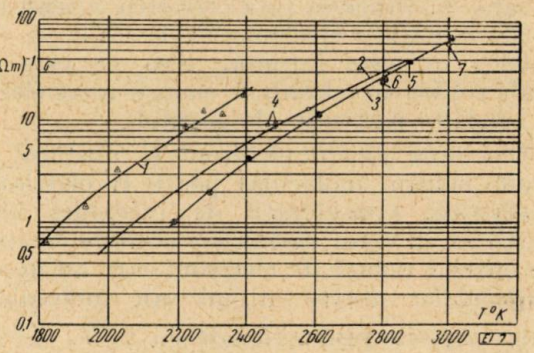


Fig. 7. Curbele conductivității în funcție de temperatură pentru diferite gaze ionizate:

1 — $C_3H_8 + xO_2 + (1\%)$ K; 2 — $CH_2 + \frac{3}{2} O_2 + (1\%)$ K; 3 — JP4 + O_2 + + (1%) K; 4 — $C_2H_5OH + 3O_2 + (1\%)$ K; 5; 6; 7 — coloane de plasmă folosite în generatorul MHD.

După datele indicate de diferiți autori metoda celor patru electrozi pare recomandabilă pentru măsurarea conductivității plasmei din generatoarele MHD, datorită simplității pe care o prezintă și a rezultatelor destul de exacte.

Încercările experimentale pentru determinarea conductivității plasmei sînt foarte utile, deoarece determinarea prin calcul nu este prea sigură, din cauza diferitelor mărimi a căror valoare exactă nu este cunoscută, în special valoarea secțiunilor eficace de ciocnire.

7. Ionizare neechilibrată

Conductivitatea plasmei se poate scrie sub forma:

$$\sigma = n_e e \mu_e, \qquad (15)$$

unde:

$$\mu_e = \frac{e}{m_e} \cdot \frac{1}{\nu_u} \cdot \frac{1}{\sum_{j=1}^{q} n_j \langle Q_j \rangle} = \frac{e}{m_e} \cdot \frac{1}{\nu}$$

reprezintă mobilitatea electronilor ($E = \mu_e V_e$). Deci spre a obține o conductivitate mare este

necesar să se realizeze o mobilitate și o concentrație mare a electronilor. Mărirea concentrației electronilor se realizează prin ionizare.

Ionizarea unui gaz în afara echilibrului termodinamic se poate realiza sub acțiunea unei cauze exterioare, ca de exemplu un cîmp electric.

Sub acțiunea unui cîmp electric, electronii gazului se deplasează într-o direcție privilegiată. În urma ciocnirilor unor electroni cu celelalte particule al gazului, mișcarea ordonată a acelor electroni se transformă într-o mișcare dezordonată. Energia cinetică primită de electroni sub acțiunea cîmpului electric înainte de ciocniri este păstrată de electroni, dacă ciocnirile sînt elastice, iar obstacolele sînt de masă infinită, dar este redistribuită în diferite direcții și repartizată statistic între electroni în urma ciocnirilor dintre ei. Deci crește entropia gazului electronic și crește și temperatura sa. Urmarea este creșterea vitezei medii v_u de agitație a electronului. Dacă masa obstacolelor nu este infinită, ceea ce este cazul real, are loc un schimb de energie între electroni și celelalte particule ale gazului.

Ciocnirea dintre electroni și obstacol (ion, atom neutru, moleculă) poate fi elastică sau neelastică. Considerații de mecanică clasică arată că în cazul ciocnirilor elastice fracțiunea de energie cedată de electroni care au masa m_e particulelor neutre (atomi sau molecule) de masă m_a este proporțională cu $2\frac{m_e}{m_a}$. În cazul real cînd există atît ciocniri elastice, cît și ciocniri neelastice, energia cedată de electroni particulelor neutre ale gazului este proporțională cu $2\frac{m_e}{m_a}\delta$, unde prin parametrul δ se ține seamă de caracterul ciocnirilor.

Schimbul de energie în cadrul ciocnirilor neelastice este sensibil neliniar față de temperatură. În adevăr, un electron a cărui energie cinetică crește produce mai întîi șocuri elastice, apoi excită nivelele mai joase de energie (nivelele vibrației moleculare), apoi nivelele superioare de energie (disocierea moleculelor, excitația atomilor și ionizarea). Deci la ionizarea neechilibrată termodinamic, cîmpul electric accelerează electronul care ajunge să aibă energia cinetică necesară pentru a putea ioniza un atom prin ciocnire.

Sub acțiunea cîmpului electric, gazul electronic se încălzește pînă cînd energia, pe care electronii o cedează prin ciocnire celorlalte particule ale gazului, este egală cu energia pe care o primesc din cîmpul electric. În urma creșterii temperaturii gazului electronic se mărește gradul de ionizare al gazului, deci concentrația electronilor și crește conductivitatea gazului. Echilibrul de ionizare este în acest caz determinat de temperatura gazului electronic.

S-au efectuat încercări experimentale cu argon de mare puritate la presiunea atmosferică. S-a utilizat adaos de cesiu sau potasiu. Gazul cu adaos a fost supus acțiunii unui cîmp electric de intensitate E.

S-a constatat că aproximativ pentru $E < 0{,}3$ V/cm, încălzirea gazului electronic este foarte mică și conductivitatea este constantă.

Pentru valori mai mari ale intensității cîmpului electric, temperatura gazului electronic crește repede peste temperatura gazului în ansamblu care poate ceda căldura în diferite moduri. Conductivitatea gazului crește chiar dacă temperatura sa este cea inițială.

Pentru valori și mai mari ale intensității cîmpului electric de peste cîteva zeci de V/cm, apare arc electric și un proces de instabilitate termică.

În cazul gazelor moleculare, temperatura electronilor rămîne destul de scăzută. La 2 000°K vibrațiile moleculare care intervin sînt atît de importante încît este aproape imposibil să se mărească temperatura electronilor într-un gaz molecular la presiune normală. Încălzirea gazului electronic în aceste gaze este posibilă după ce s-a realizat disocierea moleculară.

În generatoarele MHD ionizarea neechilibrată se poate realiza fără a fi nevoie să se aplice un cîmp electric exterior. Cîmpul electric necesar realizării procesului de ionizare neechilibrată se poate obține aici în anumite condiții în mod natural, prin separarea sarcinilor pozitive (ioni) de cele negative (electroni), sub acțiunea cîmpului magnetic de excitație a mașinii. Acest fenomen se va examina separat la studiul conversiunii MHD. Se menționează însă că încercările experimentale asupra ionizării neechilibrate, sub acțiunea cîmpului magnetic al mașinii, au dat pînă în prezent rezultate negative [27], [32].

7.1. Calculul creșterii temperaturii gazului electronic [27], [33]

Se va nota cu T temperatura electronilor, cu T_g temperatura gazului și cu m_a masa atomului. Utilizînd teoria clasică a ciocnirii între particule și expresia vitezei medii pătratice se poate demonstra că energia cedată de un electron la o ciocnire este în medie:

$$W = 2\frac{m_e}{m_a}\delta\frac{3}{2}k(T-T_g). \qquad (16)$$

Drumul liber mediu λ este străbătut de un electron cu viteza medie v în timpul:

$$\tau = \frac{\lambda}{v} = \frac{1}{n_a Q_v},$$

unde:

$$\lambda = \frac{1}{n_a Q};$$

n_a — concentrația atomilor;

Q — secțiunea eficace de ciocnire electron-atom.

Sub acțiunea cîmpului electric, electronului i se imprimă accelerația $a = \frac{eE}{m_e}$. Energia primită de electron, înainte de o ciocnire de la cîmpul electric, este:

$$W_e = \frac{1}{2} m_e v^2 = \frac{1}{2} m_e (a\tau)^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{m_e} \left(\frac{eE}{n_a Q v}\right)^2. \quad (17)$$

În regim staționar, energia cedată la ciocnire este egală cu energia primită de electroni de la cîmpul electric, adică $W = W_e$. Rezultă, după înlocuire, că expresia creșterii temperaturii electronilor, față de temperatura gazului, este:

$$T - T_g = \frac{1}{\frac{m_e}{m_a} \delta Q^2} \frac{1}{6 m_e k} \left(\frac{eE}{n_a v}\right)^2. \quad (18)$$

Se constată dependența temperaturii electronilor de intensitatea cîmpului electric. Temperatura electronilor este mai ridicată și deci ionizarea neechilibrată cu atît mai ușoară, cu cît secțiunea eficace Q este mai mică și presiunea gazului ($p \sim n_a$) mai scăzută. Pentru ionizarea neechilibrată sînt deci favorizate gazele cu secțiune eficace mică, cum sînt Ar sau Ne.

8. Mișcarea unei particule cu sarcină electrică în cîmpul electric sau magnetic [1]

Prezentarea aceasta este necesară pentru a putea explica conversiunea MHD. Se vor trata sumar, succesiv, mișcarea particulei în cîmpul electric și mișcarea particulei în cîmpul magnetic, insistînd asupra aspectelor mai puțin uzuale.

Ecuația fundamentală a mișcării particulei electrizate este:

$$m \frac{d\bar{v}}{dt} = q(\bar{E} + \bar{v} \times \bar{B}). \quad (19)$$

Dacă $\bar{B} = 0$, iar $\bar{E}$ este constant în spațiu și timp, particula se deplasează cu o accelerație constantă $q\frac{\bar{E}}{m}$.

Dacă $\bar{E} = 0$, accelerația particulei are expresia $\frac{q}{m}\bar{v} \times \bar{B}$ și este perpendiculară pe direcția vitezei; traiectoria particulei este curbată, dar modulul v al vitezei rămîne neschimbat.

Dacă $\bar{E} = 0$ și $\bar{B}$ este constant în spațiu și timp, accelerația este, de asemenea, constantă. Dacă în momentul inițial $\bar{v}$ este perpendicular pe $\bar{B}$, particula va descrie un cerc. Accelerația corespunzătoare forței centrifuge este $\frac{v^2}{a} = \frac{q}{m} vB$, iar viteza liniară exprimată în funcție de viteza unghiulară este $v = \omega_c a_c$, unde a_c este raza de girație. Rezultă viteza unghiulară:

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{q}{m} B. \quad (20)$$

Mărimea f_c se numește frecvența ciclotron, deoarece este egală cu frecvența unghiulară de rotație a particulelor într-un ciclotron. Raza de girație este $a_c = \frac{v}{\omega_c}$.

Dacă în momentul inițial $\bar{v}$ nu este perpendicular pe $\bar{B}$, atunci viteza se poate descompune într-o componentă perpendiculară și alta paralelă la $\bar{B}$, adică $\bar{v} = \bar{v}_\perp + \bar{v}_\parallel$ și raza de girație este:

$$a_c = \frac{v_\perp}{\omega_c} = \frac{m v_\perp}{qB}. \quad (21)$$

În cazul cînd $v_\perp \neq 0$; $v_\parallel \neq 0$, traiectoria particulei este o elice de pas constant, în jurul unei linii de cîmp magnetic.

8.1. Deplasarea sub acțiunea cîmpului electric

Se va considera cazul cînd $\bar{E}$ și $\bar{B}$ sînt constanți în spațiu și în timp, iar $\bar{E}$ este perpendicular pe $\bar{B}$. Se introduce în ecuația mișcării particulei notația:

$$\bar{v} = \bar{v}' + \frac{\bar{E} \times \bar{B}}{B^2}. \quad (22)$$

Rezultă:

$$m \frac{d\bar{v}'}{dt} = q\left[\bar{E} + \bar{v}' \times \bar{B} + \frac{1}{B^2}(\bar{E} \times \bar{B}) \times \bar{B}\right]$$

și deoarece $\bar{B} \cdot \bar{E} = 0$ se obține:

$$m \frac{d\bar{v}'}{dt} = q\bar{v}' \times \bar{B}.$$

Mișcarea particulei cu viteza v' corespunzătoare ultimei ecuații este deci independentă de cîmpul electric și constă dintr-o mișcare de rotație în jurul liniilor de cîmp magnetic, cu frecvența ciclotron.

Viteza rezultantă se obține prin compunerea a două viteze:

$$\bar{v} = \bar{v}' + v_D, \quad (23)$$

unde

$$v_D = \frac{\bar{E} \times \bar{B}}{B^2}. \quad (24)$$

Viteza $\bar{v}_D$ se numește viteza de derivă transversală și este perpendiculară pe vectorii $\bar{E}$ și $\bar{B}$. Mișcarea particulei corespunzătoare vitezei $\bar{v}_D$ se numește derivă și traiectoria este reprezentată pentru anumite cazuri în figura 8. În general $\bar{E}$ are o componentă paralelă $\bar{E}_\parallel$ și una perpendiculară $\bar{E}_\perp$ pe vectorul $\bar{B}$ și se poate scrie:

$$v_D = \frac{E_\perp}{B}. \quad (25)$$

Componenta $\overline{E}_{||}$ produce o accelerare uniformă în lungul liniilor de cîmp electric. Este necesar de menționat că expresia dată pentru v_D este valabilă numai dacă dă pentru v_D valori inferioare vitezei luminii.

Din expresia stabilită pentru viteza de derivă rezultă că această viteză este independentă de masa, viteza sau sarcina particulei. În continuare se vor aminti două interpretări ale mișcării de derivă.

Se va considera o particulă cu sarcină electrică pozitivă care se rotește în cîmpul magnetic (fig. 8, *a*) constant $\overline{B}$, pe o traiectorie plană,

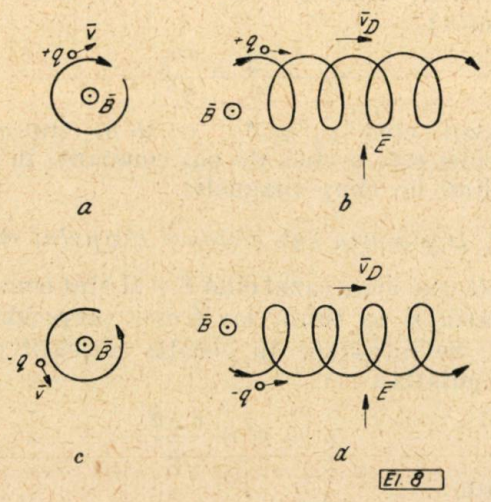


Fig. 8. Deplasarea particulei sub acțiunea cîmpului electric: *a* — $\overline{E} = 0$, sarcină pozitivă; *b* — $\overline{E} \neq 0$, sarcină pozitivă; *c* — $\overline{E} = 0$, sarcină negativă; *d* — $\overline{E} \neq 0$, sarcină negativă.

circulară. Sub acțiunea cîmpului electric $\overline{E}$ reprezentat în figura 8, *b*, particula este accelerată cînd descrie partea din stînga a cercului și încetinită cînd descrie partea dreaptă, astfel că viteza din partea stîngă este superioară celei din partea dreaptă. Din expresia (21) rezultă că raza de girație este mai mare pentru ramura care urcă decît pentru ramura care coboară. Se obține deci în acest caz o mișcare plană, cu o derivă spre dreapta. În cazul sarcinii negative mișcarea circulară este cea din figura 8, *c*, adică în sens contrar, dar accelerația particulei sub acțiunea cîmpului electric este, de asemenea, de semn schimbat, astfel că se produce deriva (fig. 8, *d*) în același sens ca în cazul sarcinii pozitive.

Se va da în continuare cea de-a doua interpretare referitoare la derivă. Se consideră aceleași condiții ca mai înainte, $\overline{E}$, $\overline{B}$ constanți și $\overline{E} \perp \overline{B}$. Dacă se studiază mișcarea particulei în sistemul de referință care se deplasează cu viteza $\overline{v}_D = \frac{\overline{E} \times \overline{B}}{B^2}$, atunci pentru un observator antrenat cu acest sistem de referință particulele descriu cercuri în jurul liniilor de cîmp magnetic.

8.2. Deplasarea sub acțiunea cîmpului gravitațional

Se va nota $\overline{g}_\perp$ componenta accelerației gravitaționale perpendiculare pe $\overline{B}$. Forța gravitațională care acționează asupra particulei este $m\overline{g}_\perp$. Sub acțiunea acestei forțe mișcarea particulei va prezenta o derivă exact ca și sub acțiunea cîmpului electric $\overline{E} = \frac{m}{q}\overline{g}_\perp$. Viteza de derivă este:

$$\overline{v}_D = \frac{m\overline{g}_\perp \times \overline{B}}{qB^2}\ ;\quad v_D = \frac{mg_\perp}{qB} = \frac{g_\perp}{\omega_c}.$$

Direcția mișcării de derivă este perpendiculară pe vectorii $\overline{B}$ și $\overline{g}_\perp$, dar schimbă de semn o dată cu sarcina, spre deosebire de cazul precedent. Viteza de derivă a particulei sub acțiunea unui cîmp gravitațional este, în general, foarte mică.

8.3. Deplasarea în cîmp magnetic neomogen

Se va considera că particula se deplasează în planul *xOy* descriind un cerc. Se va presupune că inducția magnetică este în orice punct paralelă cu axa *Oz* și că variază după axa *Ox*. Din expresia (21) rezultă că raza de girație variază în lungul orbitei circulare. Ca urmare se va produce o mișcare de derivă (fig. 9) ca în situațiile precedente. Expresia vitezei de derivă este însă mai dificil de stabilit. În literatură se indică relația:

$$\frac{v_D}{v_\perp} = \frac{a_c \nabla_\perp B}{2B}, \qquad (26)$$

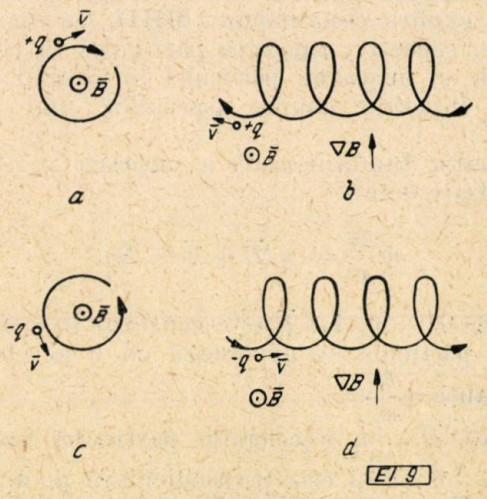


Fig. 9. Deplasarea particulei în cîmp magnetic neomogen: *a* — $\nabla B = 0$, sarcină pozitivă; *b* — $\nabla B \neq 0$, sarcină pozitivă; *c* — $\nabla B = 0$, sarcină negativă; *d* — $\nabla B \neq 0$, sarcină negativă.

unde s-a notat:

a_c — raza de girație dată de expresia (21);

$\nabla_\perp B$ — gradientul modulului B în planul perpendicular pe vectorul $\overline{B}$.

Pentru o particulă pozitivă direcția și sensul vitezei $\overline{v}_D$ sînt cele ale vectorului $\overline{B} \times \nabla B$.

9. Conversiunea magnetohidrodinamică

Producerea energiei electrice în generatorul MHD cu plasmă are loc în mod similar ca la generatorul MHD cu metal lichid [28]. Generatorul de curent continuu are un canal de secţiune dreptunghiulară care are două feţe opuse conductoare (electrozi), iar celelalte două feţe izolante. Perpendicular pe feţele izolante este aplicat cîmpul magnetic de excitaţie. Schema de principiu a generatorului MHD de curent continuu este reprezentată în figura 10.

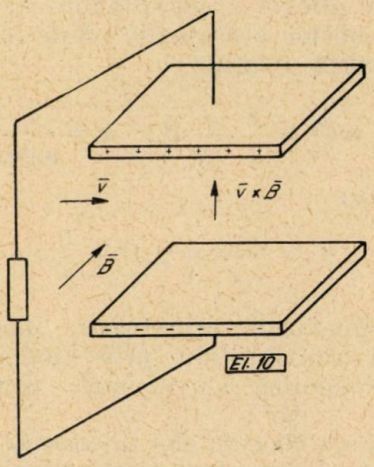


Fig. 10. Schema de principiu a generatorului MHD de curent continuu cu plasmă.

La trecerea fluidului conductor prin canalul generatorului, datorită fenomenului de inducţie electromagnetică, apare o tensiune între electrozi întocmai ca la generatorul MHD cu metal lichid [28]. Deosebirea constă în faptul că în timp ce la generatorul MHD cu metal lichid se obţine energie electrică prin transformarea energiei cinetice a lichidului conductor, care este furnizată de pompa care antrenează lichidul, aici se obţine energie electrică din lucrul mecanic produs prin destinderea gazului (plasmei). Prin urmare aici pompa (compresorul) este necesară numai pentru asigurarea diferenţei de presiune necesare destinderii. Lucrul mecanic la destinderea gazului se obţine pe seama energiei termice. Pentru asigurarea unei destinderi continue a gazului este necesară încălzirea lui permanentă.

Fenomenul de transformare a energiei termice a gazului în energie electrică se va analiza în continuare. Transformarea energiei termice a gazului în energie electrică în generatorul MHD cu plasmă se numeşte conversiune MHD.

În principiu sînt două moduri de realizare a conversiunii MHD, şi anume: conversiunea prin ciocnire şi conversiunea prin mişcare giratorie [27].

9.1. *Conversiunea prin ciocnire*

Schema producerii acestui mod de conversiune este dată în figura 11. În această figură este reprezentată mişcarea unui electron (cu viteza medie egală cu viteza $\bar{v}$ a gazului) între două ciocniri. Asupra electronului acţionează forţele $\bar{F}_s = -e\bar{E}_s$ şi $\bar{F}_c = -e\bar{E}_c$, produse de cîmpul indus $\bar{E}_s = \bar{v} \times \bar{B}$, respectiv de cîmpul coulombian $\bar{E}_c$ care este stabilit de sarcina electrică de pe electrozi. Dacă generatorul debitează un curent, atunci apare un dezechilibru între forţele $\bar{F}_s$ şi $\bar{F}_c$, iar traiectoria electronului este curbată după cum se vede în figura 11. Electronul are în acest caz o componentă ortogonală a vitezei orientată spre electrod. Cu cît curentul de sarcină este mai mare, cu atît dezechilibrul între forţele $\bar{F}_s$ şi $\bar{F}_c$ este mai important şi curbura traiectoriei este mai mare. La scurtcircuit curbura este maximă.

Din figura 11 se vede că la funcţionarea în sarcină, forţele care acţionează asupra electronului dau o componentă care se opune mişcării lui, astfel că electronul pentru a se deplasa între două ciocniri efectuează un lucru mecanic. Energia necesară pentru efectuarea acestui lucru mecanic este dată de ciocnirea din punctul *1* cu un atom, care îi dă electronului un impuls mecanic. Ciocnirea din punctul *2* anihilează componenta ortogonală a vitezei, producîndu-se efectul Joule-Lenz.

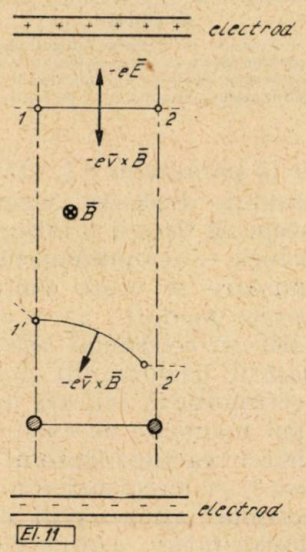


Fig. 11. Explicativă la conversiunea MHD prin ciocnire.

Deci conversiunea prin ciocnire se produce datorită impulsurilor mecanice date electronilor de atomii gazului. Astfel, energia electrică este produsă de lucrul mecanic de destindere a gazului. De aceea în urma conversiunii, gazul ionizat (plasma) se răceşte.

9.2. Conversiunea prin mișcare giratorie

Dacă drumul liber mediu este relativ mare, adică ciocnirile sînt relativ mai rare, atunci conform celor expuse la paragraful 8, electronul sub acțiunea cîmpului magnetic începe să descrie o mișcare circulară numită și mișcare giratorie în jurul unui punct denumit centru de rotație. Mișcarea de derivă a electronului sub acțiunea cîmpului gravitațional, poate fi neglijată după cum s-a specificat la paragraful 8.2.

Se va presupune că la un moment dat o pereche de particule electron-ion intră sub acțiunea cîmpului magnetic. Ionul a cărui mobilitate este mai mică este antrenat de gaz, în timp ce electronul începe să descrie în jurul unui punct o mișcare giratorie. Ca urmare, electronul se separă de ionul antrenat de gaz. Între cele două tipuri de particule apare un cîmp electric $\bar{E}$ indicat în figura 12. Conform

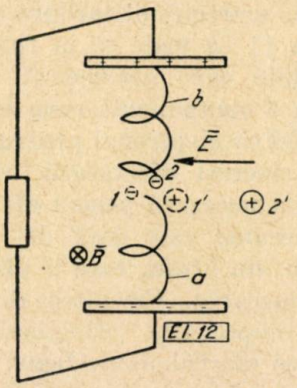


Fig. 12. Explicativă la conversiunea MHD prin mișcare giratorie :

1—1' — perechea electron-ion la intrarea sub acțiunea cîmpului magnetic ; *a* — mișcarea de derivă pe care o va descrie electronul *1* sub acțiunea cîmpului magnetic îndreptîndu-se spre electrod ; *b* — mișcarea de derivă a electronului *2* care a părăsit celălalt electrod ; *2'* — un ion intrat anterior.

celor arătate la paragraful 8.1, efectul cîmpului electric $\bar{E}$ asupra deplasării electronului este că acesta începe să descrie o mișcare de derivă, a cărei traiectorie este reprezentată în figura 12.

Această mișcare se poate continua în unul din următoarele moduri : a) o ciocnire pune capăt mișcării și electronul este aruncat în sensul deplasării gazului ; b) curentul corespunzător electronului în mișcare de giratie anihilează cîmpul magnetic de excitație printr-un efect asemănător reacției indusului (din mașinile electrice clasice) și electronul este antrenat de gaz ; c) electronul atinge unul din electrozi ; d) forța electrostatică care acționează între electronul în mișcare de giratie și ion, face ca ionul să capete o alunecare față de gazul de care este antrenat.

Mișcarea electronilor în ansamblu constituie un fenomen foarte complex, datorită cauzelor multiple care acționează. Ciocnirile electron-atom sînt rare în cazul de față și nu mai reprezintă fenomenul care stă la baza conversiunii. Transferul de energie mecanică se face asupra ionilor, iar aceștia antrenează electronii datorită cîmpului electric care apare la separarea sarcinilor.

După rezultatele obținute prin calcul, cîmpul electric de separare a sarcinilor poate fi suficient de intens pentru a produce ionizarea neechilibrată [27]. Studiul cîmpului se poate face cu ajutorul ecuațiilor din teoria macroscopică a gazelor ionizate [7].

Pentru a aprecia care mod de conversiune este preponderent, se va compara frecvența mișcării de giratie a electronului ν_e, cu frecvența ciocnirilor electronului fără mișcare de giratie. Există relațiile :

$$\nu_e = \frac{\omega_e}{2\pi} = \frac{1}{2} \cdot \frac{e}{m_e} B ; \quad \nu = \frac{e}{\mu_e m_e} .$$

Se notează :

$$\beta = \frac{2\pi\nu_e}{\nu} = \mu_e B \sim \frac{B}{p} . \qquad (27)$$

Se obțin concluziile următoare : dacă $\beta \ll 1$, predomină conversiunea prin ciocnire ; dacă $\beta \gg 1$, predomină conversiunea prin mișcare giratorie.

Examinarea constantelor diferitelor gaze arată că argonul, cu adaos pentru ionizare, este gazul cel mai favorabil pentru ionizarea neechilibrată, ceea ce s-a arătat și la paragraful 7.1 Pentru a aprecia importanța ionizării neechilibrate (care se poate realiza în cadrul conversiunii prin mișcare giratorie) se va da următorul exemplu. Argonul cu adaos de cesiu atinge o conductivitate satisfăcătoare pentru a fi utilizat într-un generator MHD la 2500°K în absența cîmpului magnetic. Dacă gazul în mișcare se află sub acțiunea unui cîmp magnetic, calculele arată că aceeași conductivitate se menține pentru temperaturi mai mici. În tabela 2 se indică date după lucrare [27],

Tabela 2

Argon cu adaos de cesiu				
B, Tesla	0	0,1	0,2	0,5
T_g, °K	2 500	2 100	1 400	500
Heliu cu adaos de cesiu				
B, Tesla	0	1	2	5
T_g, °K	3 000	2 500	1 650	500

stabilite prin calcul, pentru generatoare MHD cu caracteristici apropiate de cele experimentate în prezent (la care predomină conversiunea prin ciocnire). Din aceste date rezultă că argonul cu adaos de cesiu are o bună conductivitate pentru cîmpuri magnetice de 1,5—

—2T (deci relativ ușor de realizat), indiferent de temperatură.

Deci conversiunea prin mișcare giratorie se realizează ca urmare a antrenării electronilor de către ioni sub acțiunea cîmpului electric. Acest cîmp electric apare în urma separării perechilor electron-ion sub acțiunea cîmpului magnetic din mașină și după cum arată studiul teoretic poate fi suficient de intens pentru a produce ionizarea neechilibrată. Este util de menționat că prezența impurităților în proporție foarte mică de ordinul 1/10 000, poate face imposibilă ionizarea neechilibrată, transformînd în radiație energia electronilor. Trebuie adăugat că, în cazul ionizării neechilibrate, gazul nu se află în stare de entropie maximă. De aceea este necesar un studiu al stabilității.

Pînă în prezent asupra ionizării neechilibrate s-au întreprins diferite studii, în special, cu caracter teoretic și de laborator, dar puține cu caracter tehnic. În literatură se indică studii cu privire la comportarea gazelor monoatomice sub acțiunea unui cîmp electric aplicat din exterior. Astfel s-a examinat conductivitatea gazului. Cercetările experimentale asupra ionizării unui gaz în mișcare sub acțiunea cîmpului magnetic au dat pînă în prezent rezultate negative [32].

Fiecare din modurile de conversiune descrise este specific unui anumit tip de generator.

Concluzii

În generatoarele MHD, ca fluid conductor se poate utiliza plasma. Aceasta din urmă se obține prin ionizarea diferitelor gaze. Se pot utiliza în acest scop gaze de combustie sau gaze inerte.

Pentru a obține ionizarea la temperaturi realizabile din combustii industriale cunoscute, adică 2 500—3 000°K, este necesar să se introducă în gaz un adaos de ionizare sub formă de vapori de metale alcaline (potasiu sau cesiu), în mică proporție, de ordinul 1%.

Ionizarea se realizează în două moduri: echilibrată și neechilibrată. Ionizare echilibrată se obține prin încălzirea gazului. Ionizarea neechilibrată se obține sub acțiunea unui cîmp electric. Studiul teoretic arată că în generatorul MHD acest cîmp electric se poate realiza în mod natural, datorită separării perechilor electron-ion sub acțiunea cîmpului magnetic. Ionizarea neechilibrată, după cum arată studiul teoretic, prezintă avantajul că se poate obține indiferent de temperatură, sub acțiunea unui cîmp magnetic de intensitate realizabilă, practic , relativ ușor. Cercetările experimentale au dat însă rezultate negative pînă în prezent. De asemenea, ionizarea neechilibrată prezintă dezavantajul că necesită utilizarea unui gaz rar, de exemplu argon, care este scump.

În generatorul MHD cu plasmă se transformă energia termică a plasmei în energie electrică. Producerea de energie electrică pe baza transformării care are loc în generatorul MHD se numește conversiune MHD. Aceasta este de două tipuri: prin ciocnire și prin mișcare giratorie. În fiecare tip de generator MHD se produce, în special, un anumit mod de conversiune. Astfel, în cele experimentate în prezent (cu ciclu deschis și ionizare echilibrată), predomină conversiunea prin ciocnire.

Bibliografie

[1] *Spitzer, L.* Physics of Fully Ionized Gases. New York, Interscience Publishers, 1956.

[2] *Debye, P.* și *Hückel, E.* In: Phys. Z. **24**, p. 190, 1923.

[3] *Langmuir, I.* In: Phys. Rev., tom. **33**, p. 954, 1929.

[4] *Engel, A.* von. In: Contemporany Physics, nr. 6, 1961.

[5] *Saha, M. N.* In: Phil. Mag., **40**, p. 472, 1920.

[6] *Ricateau, P.* Le milieu ionisé dans la conversion magnétohydrodynamique. In: Bulletin de la Société Francaise des Électriciens **49**, tom **5**, 1964, p. 5—11.

[7] *Nicolaide, A.* Ecuațiile mașinilor magnetohidrodinamice. In: Electrotehnica **14**, nr. 4, 1966, p. 119—125.

[8] *Spitzer, L.* și *Härm, R.* In: Phys. Rev. **89**, 1953, p. 977.

[9] *Rosa, R. J.* Physical Principles of Magnetohydrodynamic Power Generation. In: Phys. Fluids **4**, nr. 2, 1961.

[10] *Ramsauer, C.* In: Ann. d. Phys. **64**, p. 513, 1921.

[11] *Ramsauer, C.* In: Ann. d. Phys. **66**, p. 546, 1921.

[12] *Mullaney, G. I., Kydd, P. H.* și *Dibelius, N. R.* Electrical Conductivity in Flame Gases with large concentrations of Potassium. In: General Electric Research Lab., rapport nr. 60—RL—2444 C, 1960.

[13] *Devine, R., Lecroart, H., Nguyen Duc X., Poncelet, J.* și *Ricateau, P.* Conductivity Measurements in Seeded Combustion Gases. In: Symposium on Magnetoplasma Dynamic Electrical Power Generation, Newcastle-Upon-Tyne, sept 1962, Communication, nr. 32.

[14] *Wilson, H. A.* In: Rev. Mod. Phys., tom. **3**, 1931, p. 156.

[15] *Wilson, H. A.* Modern Physics. London, E. Blackie, 4 th edition, 1959.

[16] *Poncelet, M. J.* La recherche expérimentale en magnétohydrodynamique. In: Bulletin de la Société Francaise des Électriciens **49**, tom. **5**, 1964, p. 46—56.

[17] *Williams, H.* The Predominant Process of Electron Decay in the Mantle of an Acetylene — Air Flame. In: 7 th Symposium on Combustion, Butterworths, London, 1958, preprints p. 443.

[18] *Zimin, E. P.* și *Popov, V. A.* Research on the Electrical Conductivity of Combustion Products with K Seeding. In: Symposium on Magnetoplasmadynamic Electrical Power Generation, Newcastle-Upon-Tyne, sept 1962, Communication nr. 21.

[19] *Hochschild, E. G.* și *Mearon, J. H.* Electromagnetic Methods of Testing Metals. In: Progress in Non-Destructive Testing, vol. **1**. New York, The Macmillan Co., 1959.

[20] *Lary, E. C.* și *Olson, R. A.* A Plasma Conductivity Probe. In: Third Symposium on the Engineering Aspects of Magnetohydrodynamics, Rochester, mart 1962.

[21] *Smith, H.* și *Sugden, T. M.* In: Proc. Roy. Soc., A, t. **211**, 1952, p. 31.

[22] *Loeb, L. B.* Basic Process of Gaseous Electronics. University of California Press, Berkeley and Los Angeles, 2 th edition, 1960, p. 144.

[23] *Blackmann, S., Jones, M. S.* și *Demetriades, A.* Direct Energy Conversion with MHD. Allis Chalmers Electrical Review, Fourth Quarter, 1961.

[24] *Karlovitz, B.* şi *Halasz, D.* History of the K and H Generators and Conclusions Drawn from the Experimental Result. Third Symposium on the Engineering Aspects of Magnetohydrodynamics, Rochester, mart 1962, Session 2, Raport nr. 2.

[25] *Brogan, T. R., Louis, J. F., Rosa, R. T.* şi *Stekly, Z.J.J.* A Review of Recent MHD Generator Work at the Avco-Everett Research Laboratory. Third Symposium on the Engineering Aspects of Magnetohydrodynamics, Rochester, New York, mart 1962.

[26] *Jones, M. S.* şi Mc *Kinnon, C. N.* The conductivity of Seeded Combustion Products at 2 450°K. Third Symposium on the Engineering Aspects of Magnetohydrodynamics, Rochester, mart 1962, Session 2, Communication nr. 36.

[27] *Ricateau, P.* Le générateur magnétohydrodynamique à cycle fermé. In : Bulletin de la Société Francaise des Électriciens **49**, tom. **5**, 1964, p. 39—45.

[28] *Nicolaide, A.* Generatorul magnetohidrodinamic cu metal lichid. In : Electrotehnica **14**, nr. 7, 1966.

[29] *Dewan, E. M.* In : Phys. Fluids **4**, nr. 6, 1961.

[30] *Nagamatsu, H. T.* şi *Sheer, R. E.* Magnetohydrodynamic Results for Highly Dissociated and Ionized Air Plasma, In : Phys. Fluids **4**, nr. 9, 1961.

[31] *Way, S., De Corso, S. M., Hundstad, R. L., Kemeny, G. A., Stewart, W.* şi *Joung, W. E.* Cercetări experimentale asupra generatorului MHD de energie. In : Transaction ASME, Engineering for Power, oct 1961.

[32] *Ricateau, P.* Situation de la conversion magnétohydrodynamique en cycle fermé. In : Revue Générale de l'Electricité, tom. **74**, 1965, nr. 5, p. 410—422.

[33] *Kerrebrock, J. L.* Non Equilibrium Ionization Due to Electron Heating. In : A.I.A.A., Journal 2, tom. **6**, 1961, p. 1072—1087.

[34] *Frost, L. S.* In : J. Appl. Phys., tom. 32, 1961, p. 2029.

Intrat în redacţie la 17.V.1966

Materiale electroizolante stratificate termorigide pe bază de hîrtie şi răşini sintetice

VALERIAN LICĂ* — Bucureşti

CZ 621.315.614.64 + 621.315.616.96.017.75

1. Consideraţii generale

În electrotehnică, cel mai răspîndit material stratificat termorigid este cel pe bază de hîrtie şi răşini sintetice cunoscut sub numeroase denumiri comerciale : carta, pertinax, repelit, resocel, trolitax, dellit, getinax etc.

Deoarece denumirea de pertinax, devenită aproape generică, este cunoscută mai bine de către constructorii de maşini şi aparate electrice din ţara noastră, în acest articol se va folosi această denumire pentru materialele presate termorigide pe bază de hîrtie şi răşini sintetice. Trebuie menţionat că în STAS 7144—65 este utilizată denumirea izoplac pentru materialele stratificate rigide sub formă de plăci. Pertinaxul este obţinut în diferite forme : plăci, cilindri, bare etc., prin asamblarea sau înfăşurarea foilor de hîrtie impregnată cu răşini sintetice şi apoi presate la cald. Produsul obţinut este caracterizat prin proprietăţi mecanice şi electrice ridicate, este rezistent la o temperatură permanentă de 120°C, puţin combustibil şi este uşor de prelucrat, găsind astfel numeroase aplicaţii ca izolant electric, mai ales acolo unde anizotropia nu constituie un dezavantaj. Poate fi utilizat ca suport la treceri electrice, dispozitive de priză, piese de construcţie, ca tablouri de distribuţie, plăci de borne şi, în general, ca perete separator sau ca strat intermediar electroizolant în industria electrotehnică, începînd de la aparatul de radio pînă la transformatoarele de puteri mari.

Caracteristicile pertinaxului pot fi modificate în mare măsură în funcţie de materiile prime utilizate (atît ca sorturi, cît şi ca proporţie dintre ele). La fabricarea pertinaxului pentru utilizări electrotehnice se folosesc, în general, hîrtie tip sulfat fabricată din esenţă de foioase sau conifere şi hîrtii fabricate din bumbac sau alfa celuloză, ultimele două mai ales pentru pertinaxul cu pierderi dielectrice scăzute şi absorbţie mică de apă.

În tabela 1 sînt date caracteristicile tehnice principale ale unor hîrtii utilizate la fabricarea diverselor tipuri de pertinax, conform standardului american ASTM D 1080—61.

În afară de aceste hîrtii, în scopuri cu totul speciale, se utilizează hîrtia acetilată la care s-a realizat reducerea însemnată a absorbţiei de apă prin blocarea grupelor OH în molecula celulozei, ca urmare a acetilizării. Această hîrtie prezintă o largă constanţă a proprietăţilor dielectrice, o bună stabilitate termică şi insensibilitate la mucegai şi putrefacţie.

Drept lianţi, cele mai utilizate răşini sintetice sînt cele de bachelită tip rezol, dintre care, în special, fenolformaldehidice şi crezolformaldehidice.

Prelucrarea răşinilor rezolice este uşurată datorită faptului că poate fi oprită oricînd condensarea răşinii prin răcire, la un stadiu intermediar. De obicei, se disting starea *A*, în care răşina este solubilă şi fuzibilă ; starea *B*, în care este vîscoasă ca un cauciuc şi numai parţial solubilă, şi starea *C*, în care răşina este insolubilă şi infuzibilă. În starea *A*, răşina

* Ing. *V. Lică* este şeful serviciului constructor-tehnolog 3 la F.C.M.E.

Tabela 1

Caracteristicile hîrtiilor de impregnare

Caracteristici tehnice	Tipul de hîrtie (condiţii minime)			
	1	2	3	4
Constituţie	fibră de bumbac	pulpă de lemn cu mare conţinut de alfa celuloză	celuloză sulfat nealbită	celuloză sulfat nealbită
Absorbţia	mare	mare	mare	medie
Conţinutul fibrei, %	80	90	100	100
Rezistenţa la plesnire (grosimea 0,15 mm), kg/cm²	0,884	0,816	1,7	1,7
Rezistenţa la tracţiune pe lungime (grosimea 0,15 mm), kg/cm	1,8	2	3,8	3,8
Rezistenţa la tracţiune pe lăţime (grosimea 0,15 mm), kg/cm	1,08	0,9	1,8	1,8
Rezistenţa la aer, grosimea 0,15 mm, s/100 cm³/cm²	0,46—0,62	0,31—0,55	0,31—0,62	0,31—0,70
Cenuşă, maxim %	1			
Materiale solubile în apă, maxim, %	1,25			
Materiale solubile în alcool, maxim, %	1,00			
Cloruri, maxim, %	0,020			
Umiditate, %	4—7			
Rigiditate dielectrică minim, kV/mm	5			
Conductivitatea extractului apos, maxim, μΩ/cm	40			
Grosimi fabricate, mm	pentru toate tipurile de hîrtie : 0,10 ; 0,15 ; 0,18 ; 0,25			

se dizolvă , de obicei, în alcool şi se aplică pe suporturi cu ajutorul unor maşini de impregnare. În tunelul de uscare al maşinii după evaporarea solvenţilor se obţine o stare intermediară între *A* şi *B*. La o presiune de circa 100 kg/cm² şi la temperatura de 160°C se obţine trecerea în starea *C*. Aplicarea acestei presiuni este necesară pentru a face răşina mai fluidă şi a împiedica apa care se mai formează în timpul reacţiei de policondensare să se elibereze sub formă de vapori, deoarece s-ar slăbi structura plăcii de pertinax.

Utilizînd răşini crezolice, se obţin stratificate cu proprietăţi electrice mai bune decît în cazul răşinilor fenolice, însă cu proprietăţi mecanice mai slabe datorită adaosurilor pe care le conţin sub formă de novolac.

Pentru fabricarea stratificatelor sînt de mare importanţă şi răşinile epoxidice întărite cu răşini bachelitice. Adăugînd 30—50% răşini bachelitice rezolice, se obţin rezultate optime privind întărirea, cum şi proprietăţile mecanice şi electrice.

Proprietăţile dielectrice ale unei astfel de răşini sînt mult mai bune decît cele ale răşinii fenolice nemodificate ; acest fapt este explicabil prin aceea că la întărirea răşinilor epoxidofenolice, spre deosebire de întărirea răşinilor fenolice, nu se separă produse secundare, care, rămînînd în răşina întărită, influenţează proprietăţile mecanice şi electrice.

2. Materiale stratificate realizate la F.C.M.E.

La F.C.M.E. au fost realizate o serie de tipuri de pertinax sub formă de plăci şi cilindri, care acoperă în cea mai mare parte necesităţile industriei construcţiilor de maşini şi aparate electrice din ţara noastră.

Numărul mare de tipuri asimilate s-a datorat necesităţilor impuse de domeniul specific de utilizare (în aer, în ulei de transformator, la înaltă frecvenţă, în mediu cu umiditate ridicată etc.).

Un tip universal de pertinax, care să satisfacă condiţiile solicitate de orice domeniu de utilizare, nu poate fi fabricat, deoarece ameliorînd unele proprietăţi, se înrăutăţesc, în general, celelalte. Tipurile de pertinax în formă de plăci asimilate sînt :

izoplac Iz—1 (*EA*), fabricat din hîrtie de impregnare tip sulfat şi răşină fenolformaldehidică tip rezol. Prezintă proprietăţi mecanice ridicate, absorbţie scăzută de apă, proprietăţi dielectrice bune la utilizare în mediu cu umiditate normală şi poate fi utilizat pînă la temperatura de 120°C în construcţia de maşini

și aparate electrice, care lucrează în aer cu umiditate normală;

izoplac Iz—2 (*EUT*), fabricat din hîrtie de impregnare tip sulfat și rășină crezolformaldehidică tip rezol. Are proprietăți mecanice medii, proprietăți dielectrice bune, absorbție scăzută de apă și poate fi utilizat pînă la temperatura de 120°C, atît în aer cu umiditate normală, cît și în ulei de transformator;

izoplac Iz—3 (*EIT*), fabricat din hîrtie de impregnare tip sulfat și amestec de rășină epoxidică — rășină fenolformaldehidică. Se caracterizează prin excelente proprietăți mecanice și dielectrice, absorbție scăzută de apă și poate fi utilizat atît în aer, cît și în ulei de transformator;

izoplac Iz—4 (*EH*), fabricat din hîrtie acetilată și amestec de rășină epoxidică—rășină fenolformaldehidică. Prezintă proprietăți mecanice medii și proprietăți dielectrice bune, atît în condiții normale, cît și în mediu cu umiditate ridicată, are absorbție de apă foarte scăzută și poate fi utilizat pînă la temperatura de 120°C în mediu cu umiditate ridicată sau climat TH;

izoplac Iz—5 (*EI F—1*) fabricat din hîrtie de impregnare tip sulfat și amestec de rășină epoxidică — rășină fenolformaldehidică. Este caracterizat prin proprietăți mecanice și dielectrice ridicate, pierderi dielectrice scăzute și poate fi utilizat, în special, la aparate de radio și telefonie;

izoplac Iz—6 (*EI F—2*), fabricat din hîrtie acetilată și amestec de rășină epoxidică — rășină fenolformaldehidică. Prezintă proprietăți mecanice medii, proprietăți dielectrice bune, mai ales pierderi dielectrice scăzute la frecvențe ridicate, absorbție de apă foarte scăzută și poate fi utilizat, mai ales, în aparate și instalații de înaltă frecvență sau ca suport în circuite imprimate.

O apreciere generală a acestor sorturi de pertinax în plăci (izoplac) este arătată în tabela 2.

Sub formă de cilindri se fabrică două tipuri de pertinax:

cilindri pertinax normali, fabricați din hîrtie sulfat și rășină fenolformaldehidică tip rezol. Aceștia se caracterizează prin proprietăți mecanice și dielectrice medii și pot fi utilizați atît în aer cu umiditate normală, cît și în ulei de transformator;

cilindri pertinax speciali, fabricați din hîrtie sulfat și amestec de rășină epoxidică — rășină fenolformaldehidică. Se caracterizează prin proprietăți mecanice și dielectrice ridicate, absorbție scăzută de apă și pot fi utilizați atît în aer, cît și în ulei de transformator.

Comparație tehnico-economică între diferite tipuri de izoplac

Tabela 2

Tipuri de izoplac	Greutatea specifică	Proprietăți electrice						Proprietăți mecanice		Comportare la cald		Rezistență la umiditate, la agenți chimici				Prețul (valori comparative)
		Rigiditatea dielectrică 1 pe stratun (20/90°C)	Rezistivitatea de volum	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice (20/90°C)	Rezistența la scurgeri de curent	Constanta proprietăților electrice în funcție de umiditate	Constanta proprietăților electrice în funcție de temperatură	Rezistența la tracțiune și la încovoiere	Rezistența la șoc	Stabilitatea la căldură Martens	Temperatura maximă admisă în serviciu (clasa)	Absorbția de apă	Solvenții locurilor de impregnare	Uleiuri minerale calde	Dielectrici clorurați	
Iz 1	1,35	◔	◔	◔	◑	◔	◔	◕	◑	> 180	E 120	◔	●	◕	◕	●
Iz 2	1,35	◕	◔	◔	◑	◔	◔	◑	◑	> 180	E 120	◔	●	●	◕	◕
Iz 3	1,35	◕	◕	◔	◑	◑	◑	◕	◕	> 180	E 120	◔	●	●	◕	◑
Iz 4	1,30	◕	◕	◔	◕	◕	◔	◔	◔	> 180	E 120	◑	◕	●	◕	◔
Iz 5	1,35	◕	◕	◔	◕	◔	◔	◕	◑	> 180	E 120	◔	◕	●	◕	◑
Iz 6	1,30	◔	◕	◔	◕	◕	◔	◔	◔	180	E 120	◔	◕	●	◕	◔
Unități de măsură	g/cm³	kV/mm	Ω cm					kg/cm²	kgcm/cm²	°C	°C	%				
●		> 63	$> 10^{16}$	< 0,001	ridicată	bună	bună	> 6300	> 100	-	-	< 0,2	foarte bună	foarte bună	foarte bună	favorabil
○		< 25	$< 10^{9}$	> 0,3	slabă	slabă	slabă	< 200	< 4	-	-	> 25	rea	rea	rea	ridicat

3. Considerații privind tehnologia aplicată

În tabela 3 se arată principalele date privind tehnologia aplicată. Pentru izoplac Iz—1 se utilizează pentru impregnare un lac fenolformaldehidic (rezolic), cu puțin alcool, avînd o concentrație de circa 75%.

Izoplac Iz-2 se fabrică cu lac crezol-formaldehidic (rezolic) cu o concentrație de 55%. La fabricarea izoplac Iz-3; Iz-4; Iz-5; Iz-6 și a cilindrilor speciali se utilizează un amestec de rășină epoxidică și rășină fenolformaldehidică (rezol), în diverse proporții în funcție de tipul produsului, dizolvate într-un amestec de alcool-benzen.

Cilindrii din pertinax normali se fabrică cu lac fenolformaldehidic (rezolic) cu o concentrație de circa 70%. Ca suport în fabricarea pertinaxului se utilizează trei sorturi de hîrtie, și anume: hîrtie de impregnare tip sulfat, cu grosimea de 0,12 mm, hîrtie de impregnare acetilată, cu grosimea de 0,13 mm și hîrtie de rulare tip sulfat, cu grosimea de 0,07 mm. Impregnarea suporturilor cu lacurile respective se face pe mașini de impregnare de tip vertical sau orizontal.

Mașinile verticale au avantajul că ocupă o suprafață mică. Prezintă, în schimb, pericolul ruperii hîrtiei pe mașină, datorită greutății proprii și a rășinii depuse; de aceea, pe mașinile verticale se impregnează hîrtii la o încărcare mai redusă de rășină.

O atenție deosebită trebuie acordată, în timpul procesului de impregnare, încărcării uniforme cu rășină și obținerii unor caracteristici tehnice, ca: stadiul de solubilitate a rășinii și conținutul de substanțe volatile în limite stricte, deoarece ele au o influență considerabilă asupra calității pertinaxului.

Pentru cilindrii pertinax, hîrtia de rulare se lăcuiește numai pe o parte pe mașini orizontale de impregnare. Hîrtiile impregnate, tăiate în coli și aranjate în pachete de diferite mărimi, în funcție de grosimea plăcii de pertinax, se presează între platanele unei prese hidraulice cu forța de presare 1 500 t și secțiunea de presare de 1 000 × 1 500 mm. Platanele preselor sînt încălzite cu abur la temperatura de 160°C.

După presare la temperatura și la presiunea prescrisă, plăcile de pertinax se răcesc în presă; după aceea sînt extrase din presă și sînt supuse operațiunilor finale de finisare și control.

Pentru fabricarea cilindrilor din pertinax se utilizează mașini de rulare cu valțuri încălzite la temperaturi de 90—170°C. Între valțurile de rulare, hîrtia lăcuită se înfășoară pe un dorn metalic la dimensiunile dorite. Dornurile metalice cu cilindrii rulați pe ele sînt supuse unui tratament termic în cuptoare cu recirculație de aer cald la o temperatură de 140°C, cînd rășina sintetică trece în ultimul stadiu de policondensare. După tratamentul termic, cilindrii

Tabela 3

Date tehnologice privind fabricarea pertinaxului

Tipul de izoplac sau cilindri	Tipul lacului utilizat	Tipul hîrtiei utilizate	Parametrii tehnologici la impregnarea hîrtiei			Caracteristicile hîrtiei impregnate			Parametrii tehnologici la presarea pertinaxului		
			tipul mașinii de impregnare	viteza de impregnare, m/min	temperatura la impregnare, °C	încărcarea cu rășină, %	conținut de volatile, %	solubilitate în alcool, %	temperatura de presare, °C	presiunea specifică de presare, kg/cm²	timpul de presare, min/mm
Iz—1	fenolformaldehidic	sulfat	verticală	2—3	100—110	35—45	2—3	min 85	160	80	5—7
Iz—2	crezolformaldehidic	sulfat	orizontală	1	120—130	52—60	2—3	min 4	150	80	5—7
Iz—3	epoxifenolformaldehidic	sulfat	orizontală	1	110—120	45—55	2	min 85	160	80	5—10
Iz—5	epoxifenolformaldehidic	sulfat	orizontală	1	110—120	50—55	2	min 85	160	80	5—10
Iz—6	epoxifenolformaldehidic	acetilată	orizontală	1	110—120	50—55	2	min 85	160	80	7,5
Iz—4	epoxifenolformaldehidic	acetilată	orizontală	1	110—120	50—55	2	min 85	160	80	8
cilindri normali	fenolformaldehidic	sulfat	orizontală	6	110—120	28—36	5—7	min 96			
cilindri speciali	epoxifenolformaldehidic	sulfat	orizontală	5	110—120	30—40	3—4	min 96			

de pertinax sînt extraşi de pe dornuri, finisaţi şi acoperiţi cu o peliculă de lac de bachelită pentru a-i face mai rezistenţi la umiditate.

4. Proprietăţile pertinaxului

Proprietăţile diferitelor tipuri de pertinax realizate depind de mai mulţi factori şi, în principal, de: felul suportului, tipul răşinii sintetice, raportul suport-răşină, regimul tehnologic aplicat etc.

Tocmai aceasta se demonstrează în tabela 4, unde sînt date valorile medii ale caracteristicilor tehnice obţinute în fabricaţia de serie a tipurilor de izoplac fabricate la F.C.M.E. Analizînd aceste valori se constată următoarele.

— Densitatea relativă a pertinaxului în plăci este cuprinsă între 1,3 şi 1,4 g/cm², adică de aproximativ 6—7 ori mai mică decît aceea a fierului şi a cuprului şi de două ori mai mică decît aceea a aluminiului.

— În afară de tipul Iz-1, celelalte tipuri de izoplac sînt stabile în ulei de transformator la temperaturi de circa 90°C în funcţionare îndelungată.

— Absorbţia de apă, mai accentuată la marginile prelucrate (din care cauză părţile prelucrate trebuie acoperite cu un strat de lac rezistent la umiditate), variază în funcţie de grosimea plăcilor, la grosimea sub 3 mm prezentînd valori ridicate.

— Dintre tipurile de izoplac, tipurile Iz-4 şi Iz-6 au absorbţie de apă scăzută, putînd fi utilizate în mediu cu umiditate ridicată.

— Proprietăţile mecanice depind, în principal, de felul răşinii de impregnare şi de suportul utilizat. Astfel, cele mai ridicate valori prezintă izoplac Iz-3 şi Iz-5 pe bază de hîrtie tip sulfat şi răşină epoxifenolformaldehidică, iar cele mai scăzute valori izoplac Iz-4 şi Iz-6 pe bază de hîrtie acetilată.

— Proprietăţile dielectrice sînt în funcţie de felul răşinii de impregnare, de tipul suportului şi de regimul tehnologic aplicat.

Rezistivitatea de volum şi de suprafaţă are valori ridicate la izoplac Iz-3, Iz-4, Iz-5 şi Iz-6 (toate pe bază de răşină epoxifenolformaldehidică) atît în condiţii normale, cît şi la umiditate ridicată. Mai ales tipul Iz-4, rezistent şi în mediul TH, după 56 cicluri de condiţionare în acest mediu, prezintă valori de peste $10^{12}\ \Omega$ cm (rezistivitate de volum) şi $10^{10}\ \Omega$ (rezistivitate de suprafaţă).

Izoplac Iz-2 şi, în special, Iz-3, rezistă bine la încercarea la tensiune atît în condiţii normale, cît şi în ulei de transformator cald; de aceea sînt cele mai recomandate pentru utilizarea la aparate şi maşini electrice care lucrează în ulei de transformator.

Datorită anizotropiei, rezistenţa la tensiune prezintă valori mai reduse în direcţia straturilor decît perpendicular pe straturi. De asemenea, se observă că rigiditatea dielectrică (kV/mm) perpendicular pe straturi nu este aceeaşi la diverse grosimi, la grosimi mai mari micşorîndu-se, aceasta fiind o particularitate a materialelor izolante stratificate.

Pierderile dielectrice sînt mai mici la izoplac Iz-3 şi Iz-4 la frecvenţe de 50 Hz şi la Iz-5 şi Iz-6 la frecvenţe de 1 MHz; de aceea cele din urmă se utilizează la aparatele de radio şi telefonie şi în instalaţii de înaltă frecvenţă.

În tabela 5 sînt arătate proprietăţile cilindrilor din pertinax. Cilindrii din pertinax speciali prezintă proprietăţi mecanice şi electrice mai ridicate.

5. Prelucrarea pertinaxului

Pertinaxul poate fi prelucrat mecanic (uzinat) cu uşurinţă, ţinînd seamă de regimurile de prelucrare stabilite în acest sens.

Degajarea de căldură, care are loc la prelucrare, trebuie avută în vedere la asamblarea sculelor şi a utilajului de prelucrare. Degajarea mare de căldură este atribuită conductibilităţii termice reduse a materialelor stratificate-presate, care reprezintă aproximativ 0,5% din aceea a oţelului. Acumularea de căldură la tăiere mecanică se poate micşora folosind viteze de tăiere cît se poate de mari, un avans mic şi o răcire puternică cu aer în timpul prelucrării pertinaxului. Maşinile-unelte trebuie prevăzute cu aspiratoare puternice, deoarece se produce o cantitate mare de praf. Efectul abraziv al răşinilor sintetice provoacă o uzură puternică a sculelor, de aceea se recomandă scule din oţel rapid sau metal dur. Sculele trebuie bine ascuţite şi trebuie asigurată evacuarea şpanului şi a prafului. Materialele stratificate au tendinţa în timpul prelucrării de a se sparge sau exfolia la marginile de ieşire a sculelor; de aceea este foarte indicat a monta contraplăci dintr-un material similar la părţile de ieşire a sculelor din material.

Tăierea plăcilor pînă la 2,5 mm grosime se face cu ajutorul unei foarfece ghilotină, la care jocul cuţitului se menţine cît mai mare posibil. Plăcile mai groase de 0,4 mm trebuie încălzite la tăiere. Tăierea plăcilor se poate face şi la ferăstrăul bandă, cu pasul dinţilor de 3—4 mm. Pertinaxul trebuie să fie bine sprijinit de bază, iar avansul nu va fi prea rapid. Lăţimea benzii de ferăstrău trebuie să fie de 20—30 mm.

Pentru a obţine o tăietură netedă, este preferabil să se utilizeze un ferăstrău circular cu discuri din oţel rapid sau cu dinţi din metal dur. Diametrul discurilor este de 200—300 mm, avansul de mînă, de circa 0,4 mm/rot, pasul dinţilor, 2—10 mm şi grosimea discului, 1,5—5 mm în funcţie de grosimea plăcii de pertinax.

În ceea ce priveşte strunjirea, găurirea, frezarea şi rabotarea, în tabela 6 se dau vitezele de tăiere, avansurile şi caracteristicile sculelor.

Tabela 4

Valorile medii ale caracteristicilor tehnice obținute în fabricația de serie a tipurilor de izoplac fabricate

Nr. crt.	Caracteristici tehnice	Tipuri de izoplac						Metode de încercare
		Iz-1 (EA)	Iz-2 (EUT)	Iz-3 (EIT)	Iz-4 (EH)	(Iz-5 (EIF-1)	Iz-6 (EIF-2)	
1	Densitatea relativă, g/cm³	1,3 – 1,4	1,3 – 1,4	1,3 – 1,4	1,3 – 1,4	1,3 – 1,4	1,3 – 1,4	STAS 5886 – 58
2	Stabilitatea termică în ulei de transformator timp de 4 ore, °C	—	130	130	150*	130	~150*	STAS 7144 – 65
3	Stabilitatea la încălzire în aer, °C	115	125	120	120	120	120	STAS 7144 – 65
4	Stabilitatea termică Martens, °C	>180	>180	>180	180	>180	180	STAS 6174 – 60
5	Absorbția de apă timp de 96 ore, %							
	0,5 – 3 mm		12 – 4		6 – 1,8	12 – 4	1,5 (1,5 mm)	STAS 7144 – 65
	3 – 8 mm		4 – 2,1		1,8 – 0,7	4 – 2,1		
	8 – 20 mm		2,1		<0,7	<2,1		
6	Rezistența de rupere la încovoiere statică, perpendicular pe direcția straturilor, kg/cm²	1 700	1 500	2 000	900	1 400	880	STAS 5874 – 58
7	Rezistența la tracțiune, kg/cm²	1 200	1 100	1 500	900	1 400	800	STAS 7144 – 65
8	Efortul la despicare, kg	300	250	250	250	—	—	STAS 7144 – 65
9	Rezistența la șoc, kgcm/cm²	25	25	35	20	—	—	STAS 5801 – 58
10	Rezistența la compresiune, kg/cm²							
	– paralel cu straturile	1 400	1 300	1 500	—	—	—	STAS 5873 – 58
	– perpendicular pe straturi	2 300	2 200	2 500	—	—	—	
11	Rezistivitatea de volum, Ωcm							
	– la 20°C și 65 %, Hr	3.10^{12}	7.10^{12}	5.10^{14}	10^{15}	3.10^{14}	10^{15}	STAS 6107 – 59
	– la 20°C și 95 %, Hr	—	10^{10}	5.10^{12}	10^{13}	—	10^{13}	
12	Rezistivitatea de suprafață, Ω							
	– la 20°C și 65 %, Hr	2.10^{12}	4.10^{12}	3.10^{13}	10^{14}	10^{13}	10^{14}	STAS 6107 – 58
	– la 20°C și 95 %, Hr	—	10^{10}	10^{11}	10^{12}	—	10^{12}	
13	Încercarea la tensiune constantă perpendicular pe straturi timp de 5 min în ulei de transformator							
	– la 20°C și grosime de :							
	1 mm	16	25	30	16	25	—	STAS 6257 – 60
	2 mm	30	43	50	30	45	—	
	3 mm	40	56	60	40	55	—	
	– la 90°C și grosime de :							
	1 mm		12	17	6	—	—	
	2 mm		22	32	11	—	—	
	3 mm		28	40	15	—	—	
14	Încercarea la tensiune constantă paralel cu straturile timp de 5 min în ulei de transformator la distanța dintre electrozi de 30 mm							
	– la 20°C	15	25	32	25	—	—	STAS 6257 – 60
	– la 90°C	—	15	16	15	—	—	
15	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice							
	– la 50 Hz	0,1	0,05	0,025	0,03	—	—	STAS 2740 – 63
	– la 1 MHz	—	—	—	—	0,05	0,035	
16	Rigiditatea dielectrică, perpendicular pe straturi, în ulei de transformator la 20°C, pentru grosimile (kV/mm) :							
	1 mm	—	—	—	—	—	33	STAS 6257 – 60
	2 mm	—	—	—	—	—	27	
	3 mm	—	—	—	—	—	25	

Tabela 5

Valori medii ale caracteristicilor tehnice obținute în fabricația de serie a cilindrilor din pertinax

Caracteristici tehnice	Tipuri de cilindri pertinax		Metode de încercare
	normali	speciali	
Dimensiuni fabricate (diametre interioare), mm	6 – 600	10 – 100	
Densitatea relativă, kg/cm²	1,05 – 1,33	1,1 – 1,4	STAS 5886 – 58
Rezistența de rupere la încovoiere statică, kg/cm²	1 000	1 100	STAS 5874 – 54
Rezistența la compresiune în direcția straturilor, kg/cm²	500	650	STAS 5873 – 58
Rezistența la rupere hidraulică, kg/cm²	550	600	NI 743 – 58
Rezistivitatea de suprafață, Ω			
– la 20°C și 65 % Hr	5.10^{11}	5.10^{12}	STAS 6107 – 59
– la 20°C și 95 % Hr	5.10^{10}	10^{12}	
Rezistența între borne, Ω			
– la 20°C și 65 % Hr	10^{11}	10^{12}	
– la 20°C și 95 % Hr	10^{10}	5.10^{10}	STAS 6107 – 59
Încercarea la tensiune constantă perpendicular pe straturi timp de 5 min în ulei de transformator la grosimea de 3 mm, kV			
– la 20°C	30	30	
– la 90°C	20	25	STAS 6257 – 60
Încercarea la tensiune constantă în direcția straturilor timp de 5 min în ulei de transformator la distanța dintre centrele electrozilor de 25 mm, kV			
– la 20°C	20	20	
– la 90°C	12	15	STAS 6257 – 60
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz	0,05	0,05	STAS 2740 – 63

Plăcile de pertinax pînă la 3 mm grosime pot fi ștanțate dacă forma piesei care se ștanțează și utilajul de ștanțare sînt potrivite. Este necesar a prevedea poansonul și, în unele cazuri, matrița cu o contraplacă cu resort pentru a fixa materialul în timpul ștanțării. În general, plăcile mai groase de 1,5 mm trebuie încălzite în prealabil la 100 – 120°C.

Tabela 6

Tabela cu vitezele de tăiere și avansurile la prelucrarea pertinaxului

Operația	Viteza de tăiere, m/min	Avansul, mm/rot	Forma sculei α = unghiul de așezare γ = unghiul de degajare
Tăiere la ferăstrău			
– ferăstrău circular	2 500 – 3 000	manual	α = 30 – 40°
– ferăstrău bandă	1 500 – 2 000		γ = 5 – 8°
Strunjire			
– oțel rapid	80 – 100	0,3 – 0,5	α = 8 – 10°
– metal dur	200 – 250	0,1 – 0,3	γ ~ 15°
Frezare			
– oțel rapid	40 – 50	0,5 – 0,8	α = 20 – 30°
– metal dur	200 – 1 000		γ = 20 – 25°
Rabotare			
– oțel rapid	15 – 20	0,2 – 0,8	α = 10°
– metal dur	50 – 60	0,2 – 0,5	γ = 15°
Găurire			degajare 80°
– oțel rapid	40 – 50	0,2 – 0,4	γ = 10°
– metal dur	90 – 120	0,2 – 0,4	unghiul de vîrf 60 – 100°

6. Perspective și concluzii

În planul cincinal 1966—1970 este prevăzută modernizarea fabricației de materiale electroizolante în general. Modernizarea fabricației de materiale stratificate termorigide pe bază de hîrtie și rășini sintetice, în special se va face în principal prin utilarea fabricii cu mașini și instalații moderne de fabricare a lacurilor rezolice, impregnarea hîrtiilor și presarea pertinaxului, și prin aplicarea unor rețete de fabricație îmbunătățite. În colaborare cu I.C.P.E. și I.C.P.C.H. se efectuează studii, cercetări și experimentări privind diversificarea hîrtiilor de impregnare, asimilarea unor noi tipuri de hîrtii (pe bază de fibre de bumbac și pe bază de pulpă de lemn cu mare conținut în alfa celuloză) etc. De mare importanță este asimilarea, în cadrul M.I.Ch., a unor rășini epoxidice pentru stratificate, pentru care s-au obținut deja rezultate corespunzătoare la experimentările de laborator în cadrul I.C.E.C.H.I.M.-ului.

Fabricația de materiale electroizolante stratificate pe bază de hîrtii și rășini sintetice la F.C.M.E. a asigurat în mare parte necesitățile industriei electrotehnice, dînd posibilitatea construirii de mașini și aparate electrice cu indici de funcționare superiori. Utilizarea tipului de per-

tinax adecvat scopului propus este de mare importanță, o utilizare greșită putînd duce la pierderi însemnate și la avarii în exploatare.

Prin utilarea cu instalații moderne de fabricație și prin asimilarea în țară a diverselor hîrtii de impregnare necesare se va asigura o gamă largă de produse stratificate pe bază de hîrtie, de calitate omogenă și în cantitățile cerute de industria electrotehnică din țara noastră.

Bibliografie

[1] *Oburger, W.* Die Isolierstoffe der Elektrotechnik, Viena, Springer Verlag, 1957.

[2] *Clark, M. F.* Insulating materials for design and practice. New York, 1962.

[3] *Baranovschii, V.* și *Sugal, Ia.* Sloistie plastiki elektrotehniceskogo naznacenia. Moscova, Gosenergoizdat, 1963.

[4] *Dieterle, W.* Acetyliertes Papier als Isoliermaterial für die Elektrotechnik. Sonderdruck aus dem Bulletin des Schweizerischen Elektrotehnischen Vereins Jahrgang 1955, nr. 22.

[5] *Ploch, W.* Hartpapier und andere Schichstoffe gepresst in Elektrotechnik, Kunststoff — Rundschau, 4, 1958.

[6] *Potthoff, K.* Isolierstoffe in der Hochspanungstechnik. In: ETZ-B, nr. 7, 1960.

[7] Engineering design properties of phenolic laminates. In: British Plastics 38, nr. 3, 1965.

[8] Matériel isolant. Fabrique suisse d'isolants Breitenbach.

[9] Tous les isolants pour la construction électrique. Documentation générale. Usines Diélectriques — Delle de Belfort.

Intrat în redacție la 1.V. 1966

Determinarea puterii de rupere a unor prototipuri românești de separatoare de sarcină cu camere plate pentru medie tensiune

FLORIN TĂNĂSESCU* — București, BENO HERȘCOVICI și MARIN PREDA** — Craiova

CZ 621.316.564.064.32

Deși cunoscute și aplicate de multă vreme în rețelele de medie tensiune, separatoarele de sarcină au căpătat o largă aplicare în ultimii 10 ani, cînd numeroase firme — în special europene — au trecut la o fabricație masivă de asemenea aparate [1], [2], [3].

Explicația constă în faptul că verificarea sistemelor de stingere prin încercări pe platforme și în exploatare sau îmbunătățirea cinematicii în sensul obținerii unor viteze ridicate a cerut un anumit timp critic de însușire a unor soluții, care odată trecut, a lăsat un cîmp larg de răspîndire pentru aceste aparate. Ceea ce este evident este faptul că tendința constructorilor a fost aceea de a realiza aparate simple, dar capabile de a deconecta curentul pentru care au fost proiectate și al căror preț să fie mult sub costul întreruptorului pe care în anumite situații îl pot înlocui.

Și la noi în țară au existat preocupări în domeniul realizării de separatoare de sarcină, insistîndu-se în special pe realizarea a două tipuri: cu autocompresie și cu camere plate, soluții prezentate în literatură [4], [5], [6].

Prezentul articol nu-și propune să analizeze diferitele tipuri de aparate, avantajele pe care le oferă și posibilitățile lor specifice, probleme la care literatura tehnică în general răspunde [7]—[11], ci să prezinte cele mai semnificative rezultate obținute la încercările de determinarea puterii de rupere pentru două prototipuri de separatoare de sarcină de 10 kV—400 A și 20 kV—200 A, cu camere de stingere plate.

1. Descrierea succintă a construcției

Ambele separatoare fac parte din familia separatoarelor de sarcină cu camere plate din polimetil metacrilat. Stingerea se datorește: formării de gaze la apariția arcului electric la contactele ce se separă între pereții camerei, „efectului de perete" (fenomen sub care se denumește răcirea coloanei de arc și plasmă pe pereții camerei de stingere), și cinematicii sistemului care asigură cuțitului auxiliar de rupere viteze ridicate de deconectare, 8—10 m/s. Ambele aparate sînt realizate cu două căi de curent în paralel, din cupru profilat; pe una din ele este dispus cuțitul auxiliar acționat de un resort individual.

O descriere completă a acestor construcții, aflate într-un stadiu înaintat de pregătire în vederea introducerii în fabricație, va fi dată într-unul din numerele viitoare ale revistei.

2. Încercarea la putere de rupere a separatoarelor de sarcină

Prin funcția sa, separatorul de sarcină este un aparat destinat deconectării curenților nominali ai instalațiilor în care este montat, la un cos $\varphi \geqslant 0{,}7$, prin aceasta deosebindu-se

* Ing. *Fl. Tănăsescu* este secretar științific la I.C.P.E.
** Ing. *B. Herșcovici* este șeful serviciului tehnic la U.E.P. Craiova, iar *M. Preda* este inginer principal la aceeași uzină.

atît de separatoarele normale de tensiune cît și de întreruptoarele de putere.

Față de primele, separatoarele de sarcină se deosebesc prin aceea că au o putere de rupere corespunzătoare curentului nominal, iar față de întreruptoare, prin aceea că nu pot rupe curenți de scurtcircuit decît în ipoteza echipării lor cu siguranțe fuzibile, care preiau această funcțiune a întreruptorului.

Se observă deci că separatorul de sarcină va trebui să satisfacă unele încercări specifice separatoarelor de tensiune (izolație, stabilitate termică și dinamică, rezistență mecanică etc.) și altele specifice întreruptoarelor (de ex. verificarea puterii de rupere). În cazul încercării separatoarelor de sarcină, verificarea puterii de rupere capătă un caracter particular față de întreruptoare, deoarece datorită funcțiunii pe care o are separatorul de sarcină în rețea, verificarea nu i se mai face după ciclul închis, închis-deschis, închis-deschis (I-ID-ID) specific întreruptoarelor [12].

Diversitatea mare de tipuri constructive sub care se prezintă separatoarele de sarcină actuale nu a permis o normare a încercărilor pentru verificarea puterii de rupere, în momentul de față existînd prea puține date privind efectuarea acestor încercări; se poate menționa totuși că în ultimii ani activitatea de normare a încercărilor s-a intensificat, în stadiul cel mai avansat aflîndu-se proiectele pregătite de comisia 0670 VDE și cel al CEI [13]. În acest proiect de normă se propune verificarea separatorului atît la cos $\varphi \geqslant 0{,}7$ cît și la regimuri mai grele cu cos φ mic (inductiv sau capacitiv), pentru a se putea încadra corect aparatul din punct de vedere al performanțelor sale.

Numărul de deconectări, considerat ca necesar pentru determinarea puterii de rupere a aparatului, a fost stabilit, de aceeași comisie, la 20. La prima vedere, această cifră ar părea insuficientă; în realitate însă, în rețelele în care este montat separatorul de sarcină, curenții de deconectat au valori mult mai mici (datorită configurației schemei) — cel mai frecvent 0,25 sau 0,5 I_n — încît încercarea separatorului de sarcină la 20 deconectări ale curentului nominal este apreciată de specialiști [13] ca satisfăcătoare.

Ca observație la propunerea de normă VDE, putem spune însă că fixarea numărului de încercări (fie el și 20 cum prevede norma) fără a preciza și timpul dintre acestea, nu spune prea mult. Este evident faptul că încercarea este cu atît mai dură cu cît timpul dintre deconectări este mai mic, deoarece în aceste condiții deionizarea spațiului dintre contacte nu este completă și condițiile în care aparatul rupe arcul sînt mult mai dificile. Pentru acest motiv, în majoritatea încercărilor făcute de noi (în special în ultima perioadă, după ce se efectuaseră statistic destule măsurători și rezultau unele concluzii), deconectările au urmat la intervale de 3 minute, ca la încercarea întreruptoarelor, condiții mult mai dure decît la încercarea separatoarelor de sarcină (la curenți mai mari decît cei nominali, dar la intervale de timp de deconectare mai mari de 3 minute).

3. Scheme de încercare utilizate

Încercările s-au efectuat atît în rețea, în special pentru cos $\varphi \geqslant 0{,}7$, cît și în stația de încercări de mică putere din institut, unde prin reglarea potrivită a selfurilor și rezistențelor era posibilă obținerea unor sarcini inductive, care conduceau la obținerea unui factor de putere variabil pînă la 0,2.

3.1. Încercări în sistemul energetic

Unele încercări s-au executat în rețeaua de 10 kV a orașului București la stația Pipera, schema folosită fiind aceea dată în figura 1.

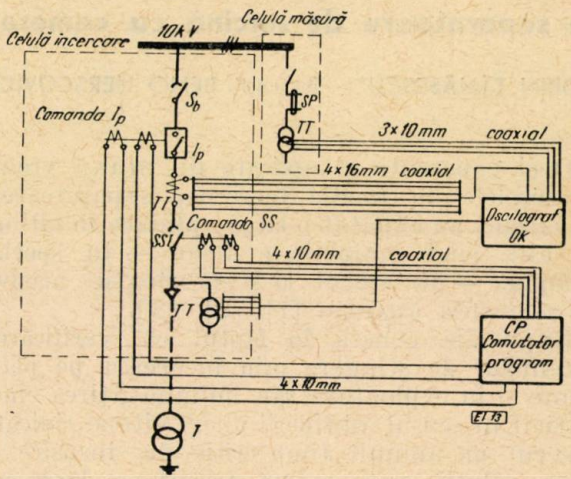


Fig. 1. Schema de încercare pentru separatoare de sarcină în stația electrică Pipera-București:

S_b — separator de bare 10 kV, 400 A; I_p — întreruptor 10 kV, 600 A, 200 MVA; SSI — separator de sarcină de încercat; TT — transformator de tensiune; TI — transformator de curent; OK — osciograf catodic cu 8 spoturi tip Telec; CP — comutator program; T — transformator pentru obținerea curentului inductiv.

De la barele de 10 kV, după separatorul de bare S_b și întreruptorul de protecție I_p, se introduce separatorul de sarcină de încercat SSI legat cu o rezistență trifazată calculată corespunzător pentru a suporta curenți pînă la 1 000 A timp de cîteva secunde. Rezistențele de crom-nichel cu diametrul de 4 mm, dispuse pe suporți izolanți, au fost întinse pe stîlpii unei linii existente de înaltă tensiune pe o lungime de circa 2—300 m; pentru a obține diferiți curenți, s-a schimbat rezistența introdusă în circuit, prin plasarea unui scurtcircuitor la diferite distanțe.

În cazul încercării aparatului la un cos φ inductiv, în locul rezistenței de crom-nichel s-au introdus transformatoare al căror secundar

pus în scurtcircuit asigură obținerea unor curenți de 130 și 250 A, la un cos $\varphi \approx 0{,}2$. Măsura tensiunilor s-a făcut cu un transformator de tensiune *TT*, iar a curenților cu ajutorul unor șunturi în prealabil etalonate, *S*.

Un comutator program de construcție simplă *CP* a permis realizarea următoarei succesiuni de operații: pornirea oscilografului *OK*; comandă declanșare separator de sarcină *SSI*; comandă declanșare întreruptor de protecție *IP*, comandă oprire oscilograf. Înregistrările fenomenelor s-au făcut cu oscilograful catodic *OK*, cu baleiaj mecanic, legăturile între oscilograf și sistemul de măsură fiind realizate cu conductoare ecranate.

Schema din figura 1 este dată pentru situația cu transformatorul cu secundarul în scurtcircuit, la încercarea cu cos φ inductiv.

3.2. Stația de încercări de mică putere din I.C.P.E.

În vederea efectuării programului de încercări propus, adică verificarea comportării separatoarelor de sarcină în regimuri de funcționare rezistive și inductive, s-a folosit schema din figura 2. Ea folosește stația de încercări la

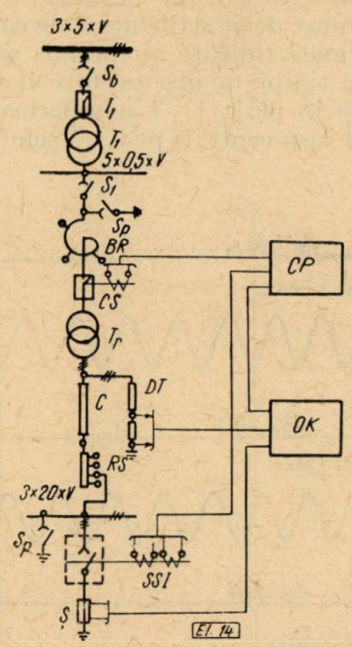


Fig. 2. Schema de încercare pentru separatoare de sarcină în I.C.P.E.;

S_b — separator de bare 10 kV, 600 A; I_1 — întreruptor 10 kV, 600 A, 200 MVA; T_1 — transformator 5/0,55 kV, 1300 kVA; S_1 — separator de bare; S_p — separator de punere la pământ; *BR* — bobină de reactanță reglabilă 0—2,8 Ω; *CS* — comutator sincron; T_2 — transformator 0,55/20 kV 1600 kVA; *TD* — divizor de tensiune 20 000/100 V; *C* — cablu 35 kV, 95 mm²; *RS* — rezistență de sarcină crom-nichel 0—100 Ω; *CP* — comutator program cu 8 canale; *OK* — oscilograf catodic cu 8 spoturi; *Ș* — șunt.

putere de rupere pentru aparatajul de joasă tensiune existentă în I.C.P.E. [14], al cărui domeniu de aplicație s-a extins prin introducerea unui transformator uscat de 0,55/20 kV și putere 1 600 kVA, rezistențele de reglare și celula de încercare pentru aparatajul de înaltă tensiune. Prin adaptările făcute a fost posibilă obținerea unor puteri de rupere de ordinul a 16 MVA, valoare suficientă pentru încercarea întregii serii de separatoare de sarcină de 6; 10; 20 kV. Obținerea diferiților factori de putere s-a făcut prin reglarea bobinei de reactanță *BR* și a rezistențelor de sarcină, din crom-nichel, *RS*.

Pentru ca elementele schemei să nu fie suprasolicitate, întreg procesul de deconectare s-a făcut cu ajutorul unui comutator program *CP* și nu a durat mai mult de 0,4 s, timpul efectiv cît elementele schemei au fost parcurse de curent, nedepășind 0,2 s, așa cum rezultă și din oscilograme.

Separatoarele de sarcină încercate *SSI* au fost echipate cu un dispozitiv de acționare rapid de construcție originală, capabil să execute o anclanșare și o declanșare de la distanță. În acest scop bobinele de anclanșare și declanșare a separatoarelor de sarcină și ale comutatorului sincron au fost introduse în circuitul comutatorului program, pentru a se comanda succesiunea operațiilor și timpul necesar pentru executarea încercării.

După ce s-au stabilit parametrii necesari încercării (curent, tensiune, cos φ) prin reglarea elementelor schemei, s-a „pregătit" circuitul în vederea alimentării cu tensiune, închizîndu-se separatorul de bare S_b, separatorul de sarcină *SSI* și întreruptorul de înaltă tensiune I_p. În continuare, printr-o simplă comandă dată comutatorului program *CP*, se execută următoarea succesiune de operațiuni:

— pornire oscilograf catodic *OK*;
— anclanșare comutator sincron *CS*;
— declanșare separator de sarcină *SSI*;
— oprire oscilograf catodic *OK*;
— declanșare întreruptor de protecție I_p, în caz de nefuncționare corectă a schemei.

Eșalonarea timpului dintre comenzi a fost studiată mai întîi la o tensiune redusă, pentru a încadra corect ciclul și succesiunea de operații pe oscilogramă și apoi aplicată tensiunea întreagă.

Măsurarea tensiunilor s-a făcut cu ajutorul unui divizor de tensiune *DT*, iar curenții cu ajutorul unor șunturi *S* de construcție specială.

4. Experimentări și interpretarea rezultatelor

4.1. Separatorul de sarcină de 10 kV—400 A

Determinarea puterii de rupere la cos $\varphi \geqslant 0{,}7$. Încercările s-au efectuat în rețea, la stația electrică Pipera, folosind schema din figura 1, în locul transformatorului *T* fiind plasată rezistența de crom-nichel de lungime corespunzătoare curentului dorit. Încercarea aparatului s-a făcut progresiv, deconectările

făcîndu-se pentru următoarele valori ale curenților: 260, 392; 490; 592; 737 A (cum a rezultat din plasarea scurtcircuitorului pe rezistență). Pentru fiecare treaptă de curent au fost efectuate cel puțin cinci determinări, aparatul funcționînd corect în toate etapele încercării; chiar după ultima serie de încercări (la o valoare aproape dublă față de cea nominală), aparatul nu a prezentat urme de perlări, ceea ce dovedește că s-ar fi putut merge și mai departe.

Oscilogramele din figurile 3, 4 reprezintă deconectările aparatului la 392 și 737 A. În oscilogramă, pe suporturile 1, 3 și 5, s-au aplicat curenții celor 3 faze I_R, I_S, I_T, pe spoturile 2, 4, 6 tensiunile fazelor corespunzătoare U_R, U_S, U_T, pe spotul 7, impulsul de separare al contactelor care dă timpul de deconectare, iar pe 8, comanda de declanșare a bobinei. Baza de timp se înscrie automat, între două linii subțiri, fiind o semiperioadă (0,01 s). Se remarcă puterea de rupere de 12,7 MVA față de cea de 7 MVA calculată și timpii mici de deconectare cuprinși între 1—2 semiperioade, ceea ce dovedesc atît robustețea aparatului, cît și rapiditatea lui.

Determinarea puterii de rupere la cos $\varphi \approx 0{,}2$. Încercările s-au efectuat după schema din figura 1, punînd secundarul a două transformatoare în scurtcircuit, ceea ce a permis obținerea unor curenți de 130 și 260 A. Din ciclul de oscilograme ridicat se prezintă doar cele din figurile 5 și 6, care permit să se tragă concluzia că aparatul a deconectat corect curenții aplicați în timpi relativ scurți, care nu au depășit în cazul cel mai defavorabil două perioade, în general fiind grupați în jur de 2—3 semiperioade.

4.2. *Separatorul de sarcină de 20 kV — 200 A*

Determinarea puterii de rupere la cos $\varphi \geqslant 0{,}7$. Schema de încercări folosită a fost acea din figura 2. Deconectările făcute cu separatorul de sarcină s-au repetat la intervale de timp de 3 minute și au depășit numărul de 250. În general s-a mers pe cicluri de experimentări de 20 ruperi, verificîndu-se în același timp și durata de viață a camerei de stingere, întrucît datele din literatura tehnică sînt destul de sărace în ceea ce privește numărul de deconectări pe care le pot face camerele de stingere din rășini melaminice sau din polimetil metacrilat. Singurele date mai concrete culese din literatură indică cifra 200 [15], [16], motiv pentru care în încercările efectuate am căutat să atingem acest număr.

În toate probele, aparatul a deconectat corect puterea pentru care a fost calculat, 7 MVA. Trebuie menționat faptul că după cele 250 deconectări, căile de curent ale aparatului nu au suferit deteriorări, iar camerele de stingere nu au prezentat decît slabe urme de carbonizări.

Oscilogramele ridicate au permis să se tragă concluzia că timpii de deconectare ai aparatului sînt cuprinși în plaja 1—4 semiperioade (majoritatea fiind însă centrați pe 2—3 semiperioade).

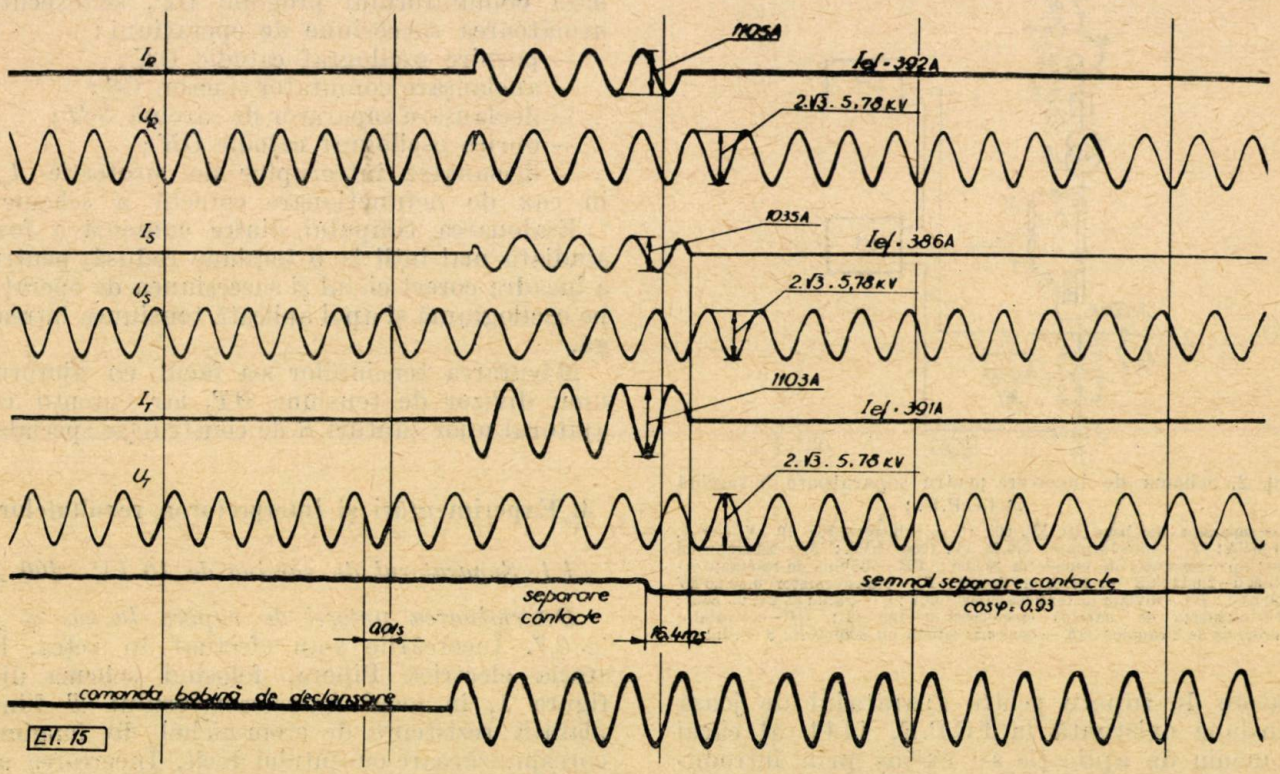


Fig. 3. Oscilograma deconectării unui curent de 390 A, la cos $\varphi = 0{,}93$, cu separatorul de sarcină de 10 kV — 400 A.

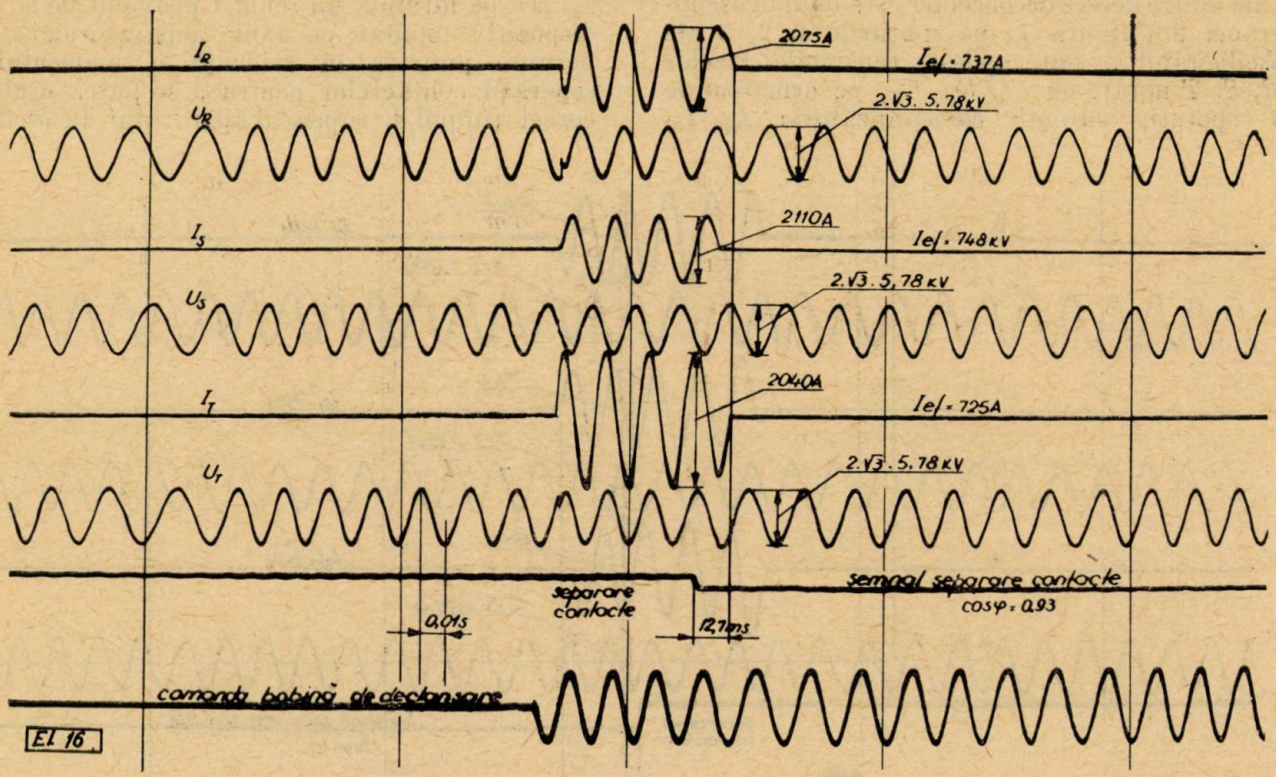


Fig. 4. Oscilograma deconectării unui curent de 737 A, la cos $\varphi = 0{,}93$, cu separatorul de sarcină de 10 kV—400 A.

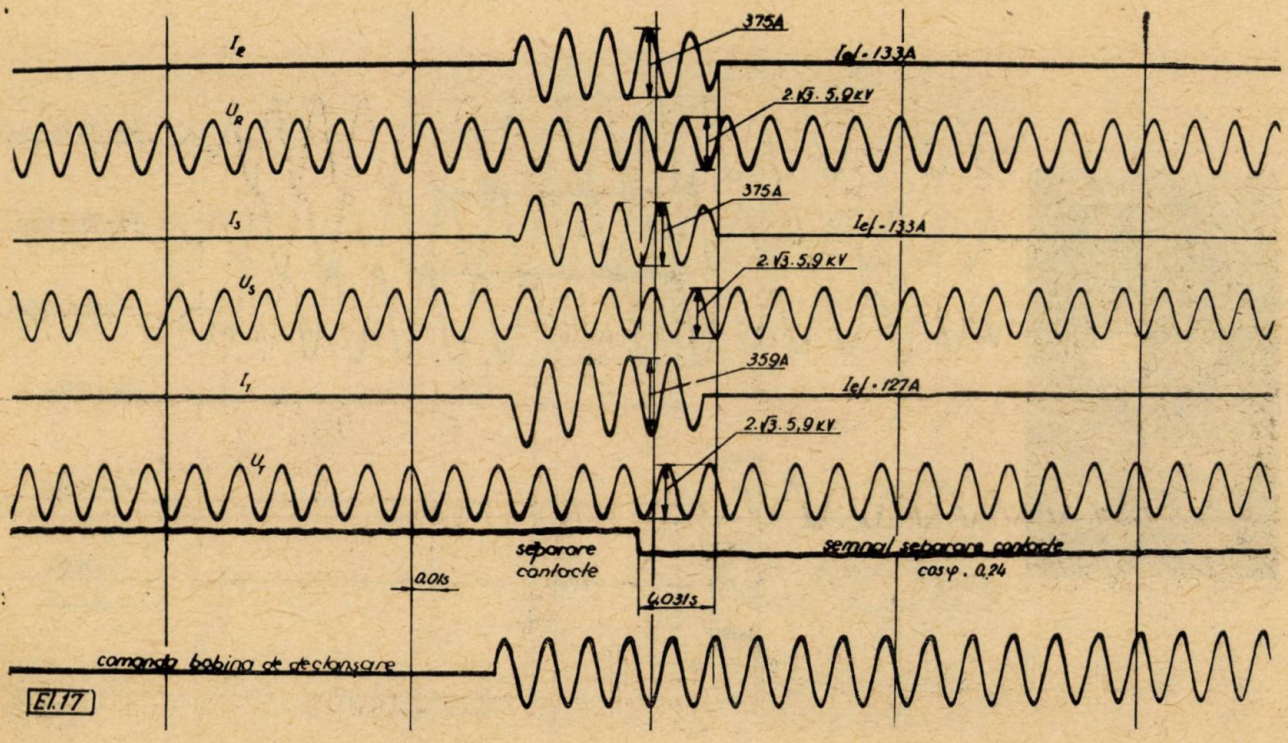


Fig. 5. Oscilograma deconectării unui curent de 133 A, la cos $\varphi \approx 0{,}24$, cu separatorul de sarcină de 10 kV—400 A.

Una dintre aceste deconectări este dată în oscilograma din figura 7; pe spoturile 1, 2, 3 ale osciloscopului s-au aplicat tensiunile fazelor R, S, T notate cu U_R, U_S, U_T, pe următoarele 3 spoturi, curenții corespunzători: I_R, I_S, I_T, iar pe ultimul, un semnal provenit de la un dispozitiv montat pe axul separatorului care permite punerea în evidență a momentului separării contactelor pentru a se putea evalua corect timpul de rupere al aparatului. Pe oscilo-

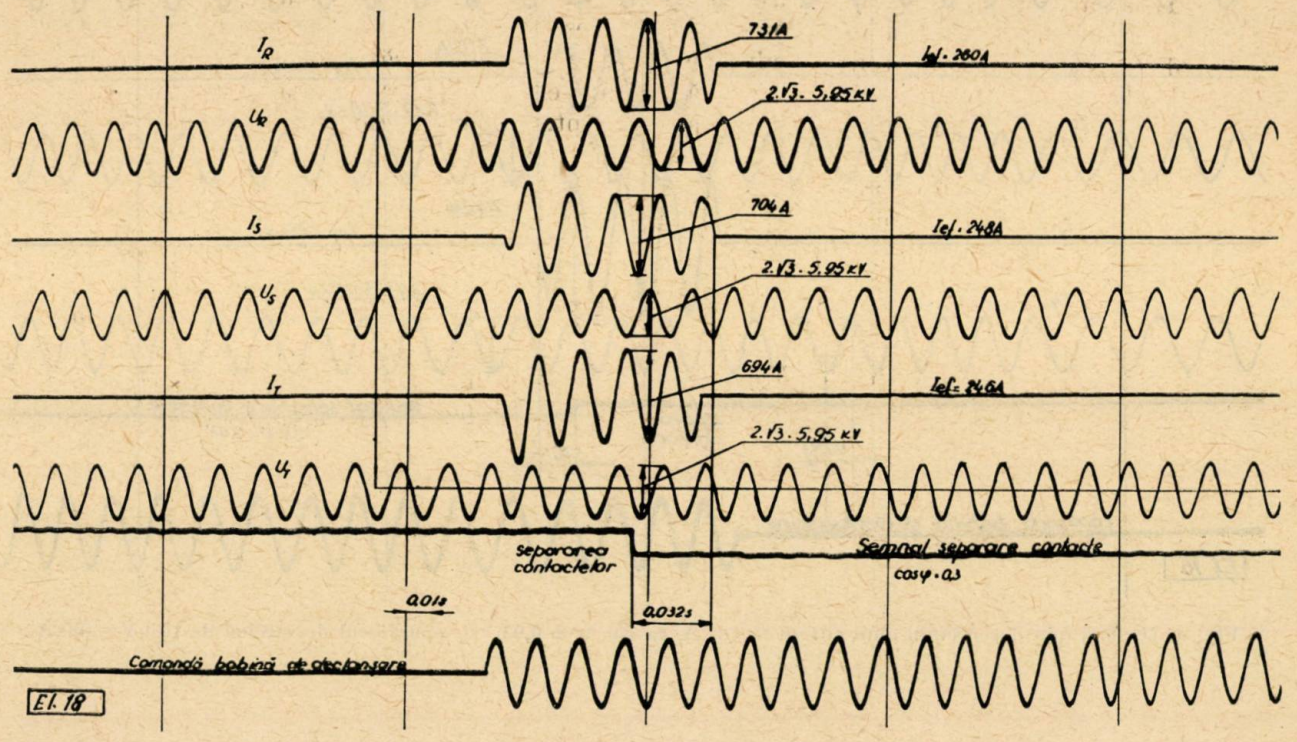


Fig. 6. Oscilograma deconectării unui curent de 260 A, la cos $\varphi \cong 0{,}03$, cu separatorul de sarcină de 10 kV — 400 A.

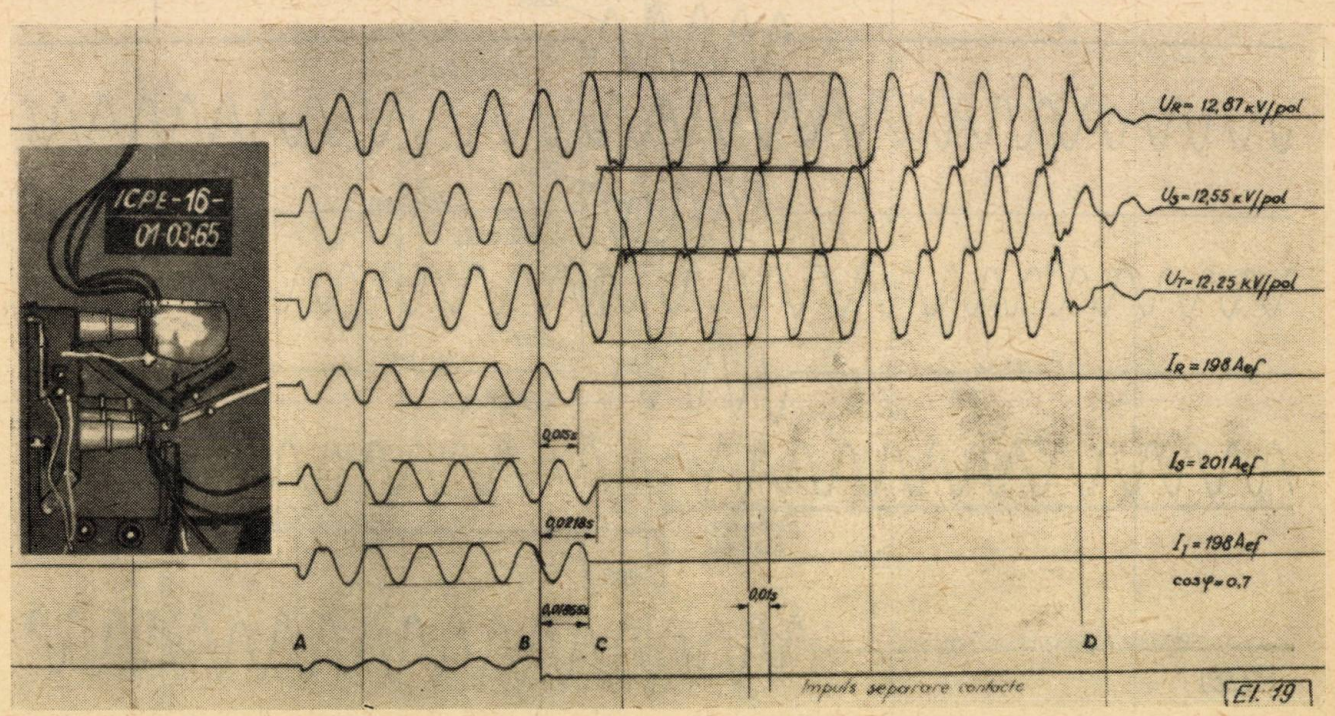


Fig. 7. Oscilograma deconectării unui curent de 200 A, la cos $\varphi \cong 0{,}7$, cu separatorul de sarcină de 20 kV — 200 A.

gramă s-a notat cu A momentul anclanșării comutatorului sincron CS (în circuit apare curentul și tensiunea nominală a separatorului de sarcină), cu B momentul separării contactelor, cu C, momentul în care se stinge ultimul curent și după care apare la bornele aparatului tensiunea de restabilire, iar cu D, momentul comenzii de deconectare a întreruptorului de protecție I_p. În stînga oscilogramei se prezintă fotografia făcută simultan cu înregistrarea oscilogramei (întrucît în mod special camera de stingere nu a fost vopsită, se poate observa comod traseul arcului dintre contacte).

Analiza oscilogramelor a arătat că între timpii de rupere nu există diferențe mari, fapt ce dovedește funcționarea corectă a camerei de stingere.

În cazul unor deconectări mai grele, cu una sau două reamorsări, flama ce iese din cameră este mult mai mare. O asemenea situație este prezentată în figura 8, care reprezintă un film al deconectării unui curent de 230 A la un $\cos\varphi=0{,}55$, cu o cameră de stingere din polimetil metacrilat cu pastile din acid boric (pentru activarea stingerii). Filmarea s-a făcut cu un aparat cu viteza de 70 imagini pe secundă. Din cadrele filmate în timpul deconectării se poate observa cinematica sistemului, deschiderea corectă mai întîi a contactelor principale, în figura 8, *a*, *b*, *c*, *d* și apoi, după ce primele au ajuns la o distanță suficient de mare, deschiderea contactelor auxiliare (figura 8 *e*, *f*), care rup arcul în interiorul camerei de stingere. După deconectare se poate întîmpla să mai ardă la marginea camerei resturi de gaze combustibile, sub forma unor flame de mică importanță (fig. 8, *g*, *h*, *i*, *j*), care se sting singure în aer și nu constituie un pericol pentru izolația aparatului.

Determinarea puterii de rupere la cos $\varphi \approx 0{,}2$. Există situații în care separatorul de sarcină trebuie să deconecteze și curenții de mers în gol ai unor transformatoare; pentru acest motiv s-a considerat necesară încercarea aparatului la valori ale curenților de 10, 18, 30, 36 și 47 A.

În figurile 9, 10 sînt prezentate două oscilograme ale deconectării unor curenți inductivi de 10 și 36 A, la un $\cos\varphi \approx 0{,}2$.

Încercările s-au efectuat cu aceeași schemă descrisă anterior, $\cos\varphi$ dorit obținîndu-se prin alegerea potrivită a rezistențelor de sarcină și a bobinei de reactanță. Pe spoturile oscilografului s-au aplicat aceleași mărimi de la punctul anterior. Față de oscilogramele obținute la verificarea puterii de rupere a separatorului de sarcină în circuit rezistiv se constată o rupere mai dificilă, dovedită de timpii de rupere ai arcului mai mari, tensiunile de restabilire de frecvențe ridicate și valori mari care apar și provoacă reamorsări ale arcului. Deși aparatul a fost pus în situația de a deconecta reamorsări succesive ale arcului, nu au existat cazuri în care curentul să nu fie rupt. Fotografia ridicată în timpul deconectării plasată în stînga oscilogramei arată doar un mic arc electric ce iese din camera de stingere și nu lasă să se întrevadă dificultatea ruperii existentă în realitate și marcată pe oscilogramă.

Încercare la închidere pe curentul nominal, urmată de o deconectare. Această probă, deși nu este trecută în nici o normă, are ca scop să verifice comportarea aparatului în anumite situații de funcționare (anclanșarea automată a rezervei AAR) cînd se cere închiderea la distanță pe curentul său nominal și totodată — din motive excepționale cerute de configurația rețelei — deconectarea rapidă. Aceste situații se găsesc menționate în literatură [9], [13] și au o importanță practică deosebită, permițînd să se verifice atît eficacitatea sistemului de stingere, cît și cinematica aparatului. În acest sens s-au făcut cîteva încercări ID, aparatul avînd o comportare corespunzătoare, după cum rezultă și din oscilograma din figura 11.

Programul de funcționare al schemei a fost modificat în sensul că schema a funcționat pornind cu separatorul de sarcină în poziția deschis, comutatorul program stabilind următoarea succesiune de operații:

— închiderea comutatorului sincron CS (pe oscilogramă apare tensiune între momentele notate cu A' și A și nu apare curent, întrucît separatorul de sarcină este deschis);

— închiderea separatorului de sarcină (pe oscilogramă între momentele marcate cu $A-B$ și apariția curentului de rupere);

— deschiderea separatorului de sarcină (pe oscilogramă între momentele $B-C$, cu B momentul separării contactelor).

Curentul deconectat a fost aproximativ de 200 A, iar tensiunea minimă de linie 22,6 kV. Timpii de deconectare au fost de 6 ms; 33,6 ms și 30 ms; după cum se vede, curentul a fost rupt în cadrul a două perioade.

Încercarea aceasta a fost posibilă, datorită echipării separatorului de sarcină cu un dispozitiv rapid de acționare prevăzut cu două resoarte independente (unul pentru anclan-

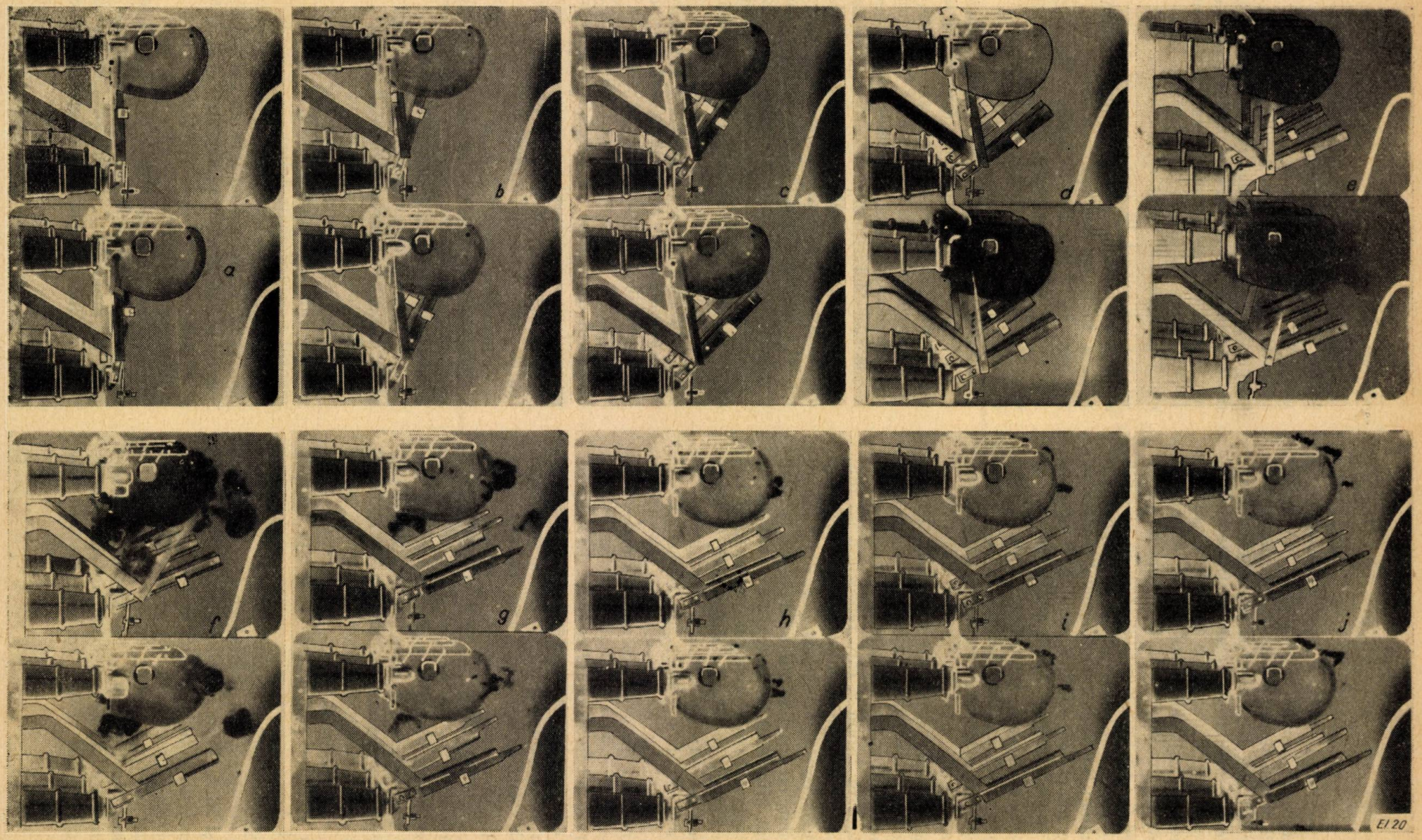


Fig. 8. Deconectarea unui curent de 230 A la $\cos \varphi = 0{,}55$, cu separatorul de sarcină de 20 kV—200 A : *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *h*, *i*, *j*. — filmarea deconectării.

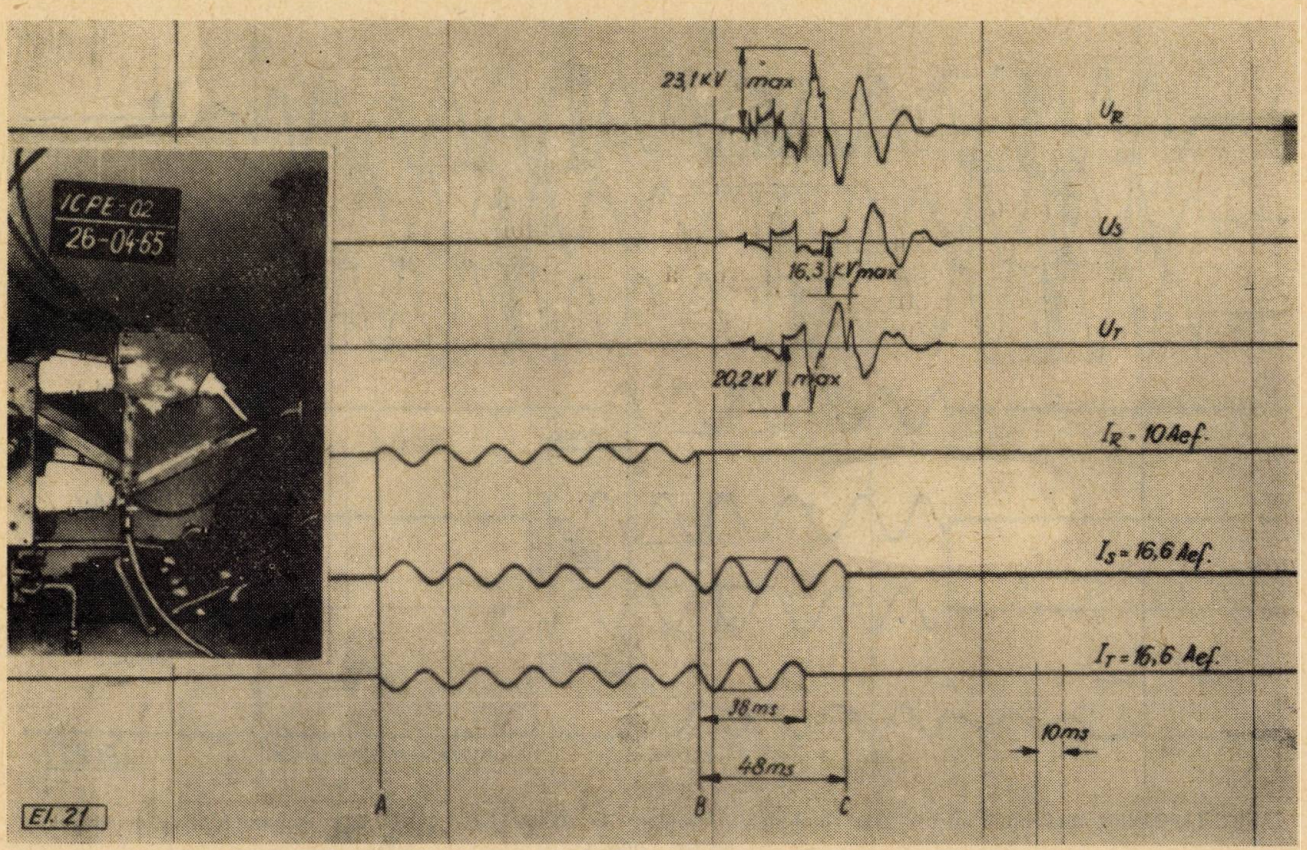


Fig. 9. Oscilograma deconectării unui curent de 10 A, la cos $\varphi \approx 0{,}2$, cu separatorul de sarcină de 20 kV — 200 A.

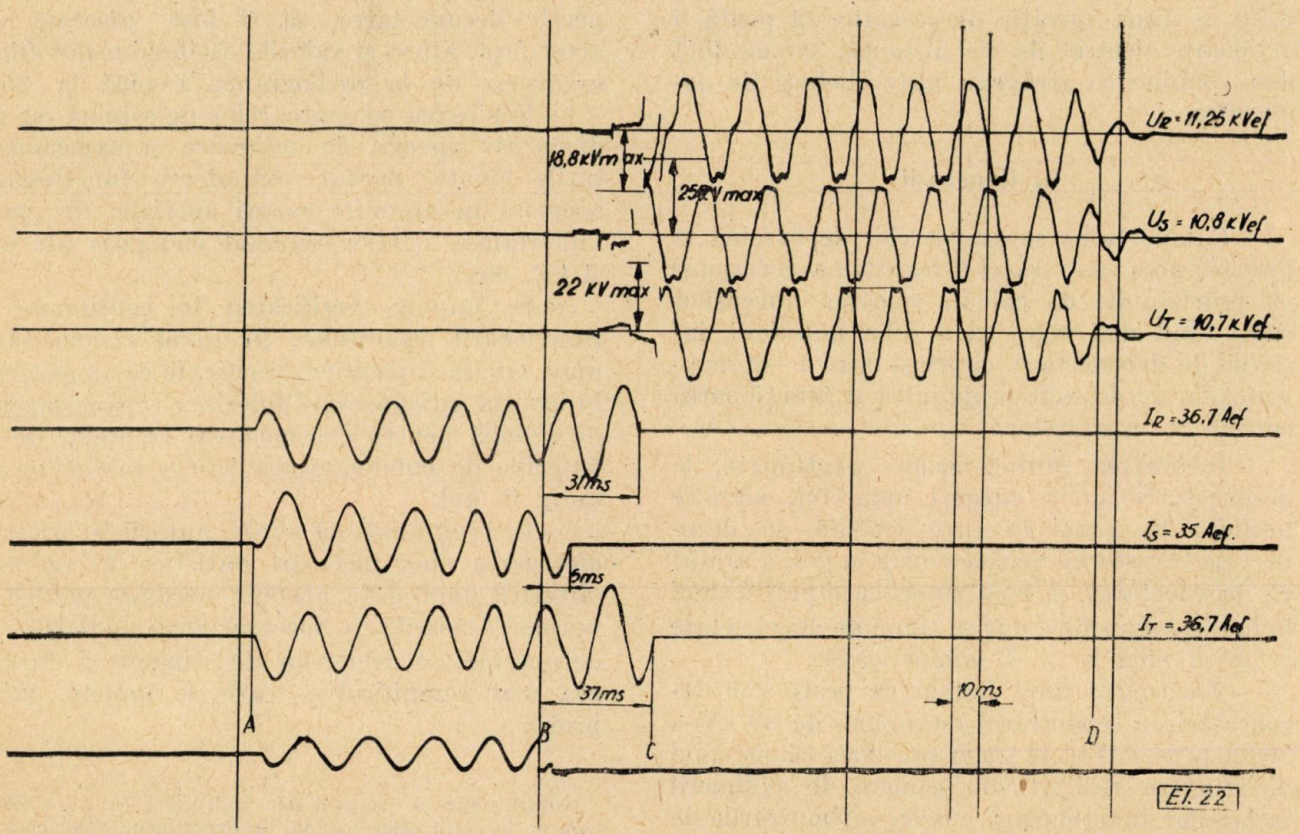


Fig. 10. Oscilograma deconectării unui curent de 35 A, la cos $\varphi \approx 0{,}2$, cu separatorul de sarcină de 20 kV — 200 A.

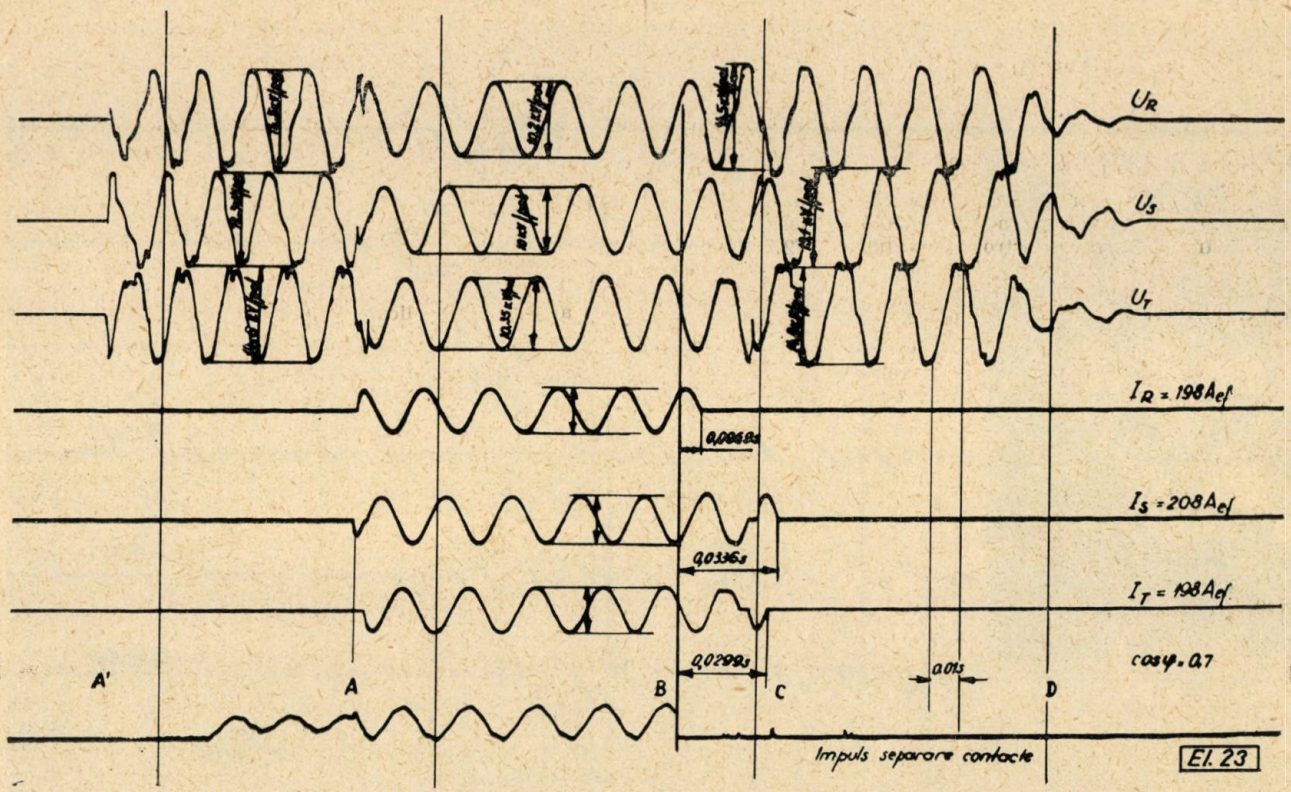


Fig. 11. Oscilograma unei operații ID (închidere-deschidere) la 200 A și cos $\varphi = 0{,}7$, cu separatorul de sarcină de 20 kV — 200 A.

șare, celălalt pentru declanșare), cu posibilitatea ca după operația de pregătire să poată fi acționate electric de la distanță, comandînd două bobine ce atrăgeau niște clicheți de dezăvorîre.

5. Concluzii

— Comportarea separatoarelor de sarcină la deconectarea unor sarcini rezistive a corespuns cu previziunile de calcul, valoarea curenților rupți fiind mai mare ca a celor nominali, iar timpii de deconectare, cuprinși între 1—2 semiperioade, au dovedit rapiditatea și funcționarea corectă a aparatelor.

— Încercarea prototipurilor menționate, la deconectarea unor curenți inductivi, situație întîlnită în cazul în care trebuie să deconecteze transformatoare ce merg în gol, a arătat că deconectarea se face corect cu supratensiuni în limite admisibile, dar în timpi de deconectare ce merg pînă la 3—4 semiperioade.

— Efectuarea unui număr de peste 250 deconectări cu separatorul de sarcină de 20 kV — 200 A a permis să se tragă concluzia că sistemul de stingere realizat din camere de polimetil metacrilat funcționează corect, carbonizările de pe pereți putînd fi șterse după un anumit număr de manevre, fără ca starea suprafeței lor, respectiv deconectarea, să fi fost afectată de acest fapt, alura și valorile oscilogramelor fiind asemenea de la oscilograma 1 pînă la 250.

— Echiparea separatoarelor de sarcină cu un dispozitiv special de acționare și experimentările făcute permit extinderea funcționării acestora în anumite cazuri speciale, de mare importanță, pentru sistemul energetic (de ex. *AAR* etc.).

— Se impune verificarea în continuare a funcționării aparatelor, în cazul deconectării unor sarcini capacitive, verificare ce ar permite în ipoteza satisfacerii ei folosirea separatoarelor de sarcină pentru deconectarea treptelor de la bateriile de condensatoare sau a cablurilor ce merg în gol.

— În programul de viitor, autorii își propun efectuarea unor încercări statistice, în vederea obținerii unor date absolut necesare pentru o normare corectă a încercărilor: numărul de deconectări al camerelor de stingere și durata cea mai semnificativă care se impune între probe.

* * *

Autorii aduc pe această cale mulțumiri tuturor acelora care în decursul celor trei ani de experimentări au contribuit la realizarea programului propus.

Bibliografie

[1] *Schneider, J.* Nouveaux interrupteurs sectionneurs. In : Rev. B.B.C. **44**, nr. 12, 1957, p. 558—564.

[2] *Buter, J.* Lastschalter und Lasttrennschalter. In : ETZ-B **10**, nr. 12, 1958, p. 449—453.

[3] *Blaschke, M.* Der Leistungstrennschalter und seine Anwendungsmöglichkeiten in neuzeitlichen Schaltanlagen. In : Deutsche Elektrotechnik **12**, nr. 12, 1958, p. 420—422.

[4] *Preda, M.* şi *Herşcovici, B.* Separatoare de putere de producţie indigenă realizate la Electroputere-Craiova. In : Electrotehnica **11**, nr. 11—12, 1963, p. 427—433.

[5] *Tănăsescu, Fl.* Tendinţe noi în proiectarea şi exploatarea separatoarelor de sarcină. In : Lucrări prezentate la a patra sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice I.C.P.E., vol. **I**, Bucureşti, I.D.T., 1964, p. 119—131.

[6] *Tănăsescu, Fl., Herşcovici, B.* şi *Preda, M.* Încercarea la putere de rupere a unui separator de sarcină de interior de 20 kV, 200 A, în regimuri de funcţionare diferite. In : Lucrările I.C.P.E., nr. 14, 1965, p. 81—93.

[7] *Mouton, M.* Les disjoncteurs-sectionneurs associés à des fusibles et les interrupteurs-sectionneurs. In : Bull. de l'ATM **77**, nr. 6, 1964, p. 429—447.

[8] *Fernier, B.* Les interrupteurs à coupure en charge en moyenne et haute tensions. In : Bull. de l'ATM **77**, nr. 6, 1964, p. 449—469.

[9] *Szente-Varga, H. P.* Einsatzmöglichkeiten und Schaltleistungsprüfung moderner Leistungstrennschalter. In : B. B. Mitt. **49**, nr. 9—10, 1962, p. 463—472.

[10] *Kozlov, O.* O primenenie vîcliuciateli nagruzki vîsocogo napreajenia i privodî k nim. In : Elektricestvo, nr. 4, 1957, p. 84—86.

[11] *Tănăsescu, Fl.* Separatorul de sarcină, aparat de comutaţie în reţelele de medie tensiune. In : Electrotehnica **13**, nr. 8, 1965, p. 291—297.

[12] * * * Règles de la CEI pour les disjoncteurs à courant alternatif. Publication **56**, CEI.

[13] *Hochrainer, A.* Bestimmungen für Wechselstrom-Schaltgeräte für Spannungen über 1 kV. Teil 3 „Lastschalter". In : ETZ-B **16**, nr. 21, 1964, p. 633—634.

[14] *Pesici, M.* ş.a. Staţie de încercări la putere de rupere pentru aparatajul de joasă tensiune. In : Buletinul Institutului de cercetări electrotehnice **1**, nr. **1**, 1961, p. 5—16.

[15] *Hameister, G.* Lasttrennerprüfungen bei der Kema. In : Elektrizitätswirtschaft **37**, nr. 17, 1958, p. 544—547.

[16] *Gurvici, V. B.* Vîcliuciateli nagruzki vîsocogo napreajenia i privodî k nim. Moscova, GEI, 1956.

Intrat în redacţie la 17.X.1966

Cîmpul electric din traductoare Hall plasate în cîmpuri magnetice variabile

IOAN De SABATA* — Timişoara

CZ 538.632 : 538.313

În multe din aplicaţiile tehnice ale efectului Hall, plăcile semiconductoare ale traductoarelor sînt plasate în cîmpuri magnetice variabile. Există o bogată literatură de specialitate în care se studiază diverse scheme de măsurare a unor mărimi electrice sau magnetice, variabile în timp, al căror principiu de funcţionare este efectul Hall. Pentru a justifica posibilitatea folosirii traductoarelor în astfel de regimuri, în aceste lucrări se cercetează experimental comportarea lor în cîmpuri magnetice variabile dar omogene, fără a se încadra teoretic rezultatele obţinute.

Sînt puţine lucrări care studiază aspectele teoretice ale problemei. Astfel, în [1] se demonstrează că prezenţa curenţilor turbionari induşi în benzi dreptunghiulare infinite nu modifică expresia tensiunii Hall. În [2] s-a generalizat concluzia şi pentru cazul traductoarelor dreptunghiulare cu contacte de curent filiforme şi s-a stabilit expresia căldurii dezvoltate de curenţii turbionari, necesară în calculul valorii admisibile a curentului de comandă.

În acest articol se stabilesc ecuaţiile pe care le satisface cîmpul Hall din traductoarele de InSb, la mersul în gol, plasate transversal în cîmpuri magnetice variabile, dar omogene. Se indică condiţiile de frontieră şi se determină expresia analitică a cîmpului pentru cazurile întîlnite în practică. De asemenea, se vor determina ecuaţiile densităţii de curent şi condiţiile sale de limită. Calculele vor fi conduse în ipoteza că densitatea curentului de deplasare din mediul semiconductor este neglijabilă în raport cu cea a curentului de conducţie, adică se va presupune că fenomenele sînt cvasistaţionare. Ipoteza făcută este valabilă într-o gamă largă a frecvenţei, pînă la valori de ordinul 10^{10} Hz [3].

* *Ioan De Sabata* este conferenţiar la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic din Timişoara.

1. Ecuațiile cîmpului Hall din medii semiconductoare plasate transversal în cîmpuri magnetice variabile

Se consideră placa semiconductoare de grosime h din figura 1, parcursă de curentul i și plasată transversal într-un cîmp magnetic variabil, dar omogen, de inducție magnetică $\boldsymbol{B}_e(t)$. Se va presupune că electrozii de comandă M_1 și M_2 sînt metalici și au o conductibilitate electrică foarte mare, teoretic infinită.

Se va nota cu $\boldsymbol{E}_c$ intensitatea cîmpului electrocinetic care se stabilește în mediul semiconductor în lipsa cîmpului magnetic exterior, și cu $\boldsymbol{E}_s$, intensitatea cîmpului indus de variația în timp a cîmpului magnetic. Ambele cîmpuri sînt definite în raport cu un sistem de referință legat de rețeaua cristalină a mediului.

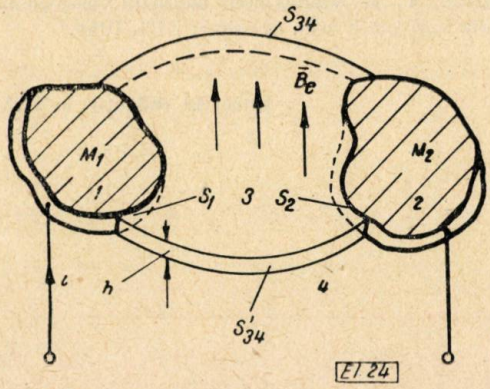


Fig. 1.

Dacă $\boldsymbol{E}$ este intensitatea cîmpului rezultant care se stabilește în placă, definită în raport cu același sistem de referință, dar în prezența cîmpului magnetic exterior, se va numi intensitatea cîmpului Hall $\boldsymbol{E}_H$ diferența :

$$\boldsymbol{E}_H = \boldsymbol{E} - \boldsymbol{E}_c - \boldsymbol{E}_s. \tag{1}$$

În definiția dată s-a presupus că efectul magnetorezistiv fizic este neglijabil.

În continuare se vor calcula divergența și rotorul acestui cîmp vectorial și se vor stabili condițiile sale de frontieră.

Legea conducției electrice, într-un punct din mediul semiconductor de tipul n, are următoarea expresie analitică [4] :

$$\boldsymbol{J} = \sigma\,[\boldsymbol{E} + R_H\,[\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}]], \tag{2a}$$

în care σ este conductivitatea materialului, R_H — constanta Hall, iar $\boldsymbol{J}$ — vectorul densitate de curent.

În conformitate cu definiția dată lui $\boldsymbol{E}_H$ și neglijînd cîmpul magnetic produs de curenții din placă în raport cu cîmpul magnetic exterior, egalitatea 2a poate fi scrisă în forma :

$$\boldsymbol{J} = \sigma\,[\boldsymbol{E}_c + \boldsymbol{E}_s + \boldsymbol{E}_H + R_H\,[\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}_e]]. \tag{2}$$

Legea inducției electromagnetice, scrisă în raport cu sistemul de referință menționat și în aproximația admisă și în (2), ne dă :

$$\operatorname{rot}\boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}_e}{\partial t}. \tag{3}$$

Cum $\operatorname{rot}\boldsymbol{E}_c = 0$, iar în baza definiției date lui $\boldsymbol{E}_s$:

$$\operatorname{rot}\boldsymbol{E}_s = -\frac{\partial \boldsymbol{B}_e}{\partial t}$$

se obține din (3) și (1) :

$$\operatorname{rot}\boldsymbol{E}_H = 0, \tag{4}$$

adică intensitatea cîmpului Hall este potențială, deși cîmpul magnetic exterior este variabil în timp.

Pentru a calcula divergența vectorului, $\boldsymbol{E}_H$, se aplică operația de divergență ecuației (2), iar prin folosirea relațiilor : $\operatorname{div}\boldsymbol{J} = 0$, $\operatorname{div}\boldsymbol{E}_c = 0$ și $\operatorname{div}\boldsymbol{E}_s = 0$, se obține :

$$(\nabla\cdot\sigma\boldsymbol{E}_H) = -(\nabla\cdot R_H\sigma\,[\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}_e]). \tag{5}$$

Pe de altă parte, dacă mediul semiconductor este omogen, R_H și σ sînt mărimi constante și deci membrul drept al egalității (5) poate fi pus în forma :

$$(\nabla\cdot R_H\sigma\,[\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}_e]) = R_H\sigma(\boldsymbol{B}_e\cdot[\nabla\times\boldsymbol{J}]),$$

fiindcă $\operatorname{rot}\boldsymbol{B}_e = 0$.

Rotorul densității de curent se calculează din aceeași relație (2). Avem :

$$[\nabla\times\boldsymbol{J}] = \sigma\,[[\nabla\times\boldsymbol{E}_s] + R_H\,[\nabla\times\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}_e]]]. \tag{6}$$

Termenul al doilea din membrul drept al egalității este nul. În adevăr :

$$\begin{aligned}[\nabla\times[\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}_e]] &= (\boldsymbol{B}_e\cdot\nabla)\,\boldsymbol{J} - \boldsymbol{B}_e(\nabla\boldsymbol{J}) + \\ &+ \boldsymbol{J}(\nabla\boldsymbol{B}_e) - (\boldsymbol{J}\nabla)\,\boldsymbol{B}_e = 0,\end{aligned} \tag{7}$$

pentru că $(\boldsymbol{B}_e\nabla)\,\boldsymbol{J} = 0$, cîmpul densității de curent fiind plan paralel, iar $(\boldsymbol{J}\nabla)\,\boldsymbol{B}_e = 0$, deoarece $\boldsymbol{B}_e$ este un cîmp omogen.

Cu (7), relația (6) se transformă în :

$$\operatorname{rot}\boldsymbol{J} = -\sigma\frac{\partial \boldsymbol{B}_e}{\partial t}, \tag{8}$$

ceea ce subliniază că, în cîmpuri magnetice variabile, vectorul densității de curent nu este potențial.

Cu acestea, relația (5) poate fi pusă în forma :

$$(\nabla\cdot\boldsymbol{E}_H) = \mu_n\left(\boldsymbol{B}_e\frac{\partial \boldsymbol{B}_e}{\partial t}\right), \tag{9}$$

unde s-a notat prin $\mu_n = R_H\,\sigma$ factorul de mobilitate al materialului.

Din cele dezvoltate rezultă următoarea concluzie : intensitatea cîmpului Hall din mediul semiconductor, aflat în condițiile menționate,

este un cîmp eminamente potențial, dar de divergență diferită de zero, adică este un cîmp de tip Poisson.

Pentru a opera cu mărimi scalare, ecuația (4) se scrie în forma :

$$\boldsymbol{E}_H = -\nabla V_H, \tag{4'}$$

unde V_H este potențialul cîmpului Hall. El satisface ecuația lui Poisson :

$$-\nabla^2 V_H = \mu_n \left(\boldsymbol{B}_e \frac{\partial \boldsymbol{B}_e}{\partial t} \right) \tag{10}$$

dedusă prin înlocuirea lui (4') în (9).

Condițiile de frontieră pe care le verifică funcția scalară V_H se stabilesc astfel : în oricare punct al mediului semiconductor, cîmpul rezultant $\boldsymbol{E}$ formează cu vectorul densitate de curent $\boldsymbol{J}$ unghiul θ dat de relația $\operatorname{tg} \theta = -\mu_n B_e$ numit unghiul Hall. Proprietatea se deduce înmulțind vectorial egalitatea (2) cu vectorul $\boldsymbol{E}$.

Cum suprafețele de separație semiconductor-aer (S_{34} și S'_{34} din figura 1) sînt suprafețe de cîmp pentru vectorii $\boldsymbol{J}$, $\boldsymbol{E}_c$ și $\boldsymbol{E}_s$, rezultă că tangenta la aceste suprafețe formează cu vectorul $\boldsymbol{E}$ unghiul θ, pentru că densitatea de curent are orientarea tangentei. În figura 2 s-a desenat suprafața de separație S_{34} între semiconductor și aer și, într-un punct pe ea, poziția vectorilor de cîmp.

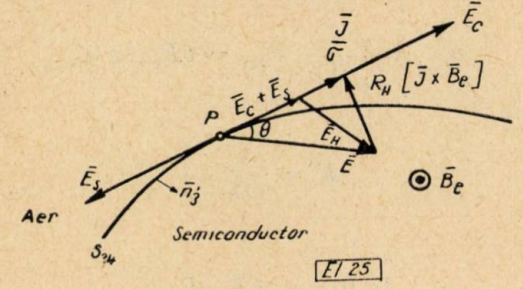


Fig. 2.

Din această figură rezultă că :

$$E_{n'_3} = E_t \cdot \operatorname{tg} \theta,$$

unde :

$$E_{n'_3} = (\boldsymbol{E} \cdot \overline{n}'_3) = -\frac{\partial V_H}{\partial l_{n'_3}}$$

este componenta normală a intensității cîmpului rezultant, iar :

$$E_t = (\boldsymbol{E} \cdot \boldsymbol{t}) = E_c \mp E_S + E_{Ht} = E_c \mp E_S - \frac{\partial V_H}{\partial l_t}$$

este componenta sa tangentă. Așadar, pe suprafața S_{34}, potențialul scalar V_H satisface următoarea condiție de frontieră :

$$-\frac{\partial V_H}{\partial l_{n'_3}} = \left(E_c \mp E_s - \frac{\partial V_H}{\partial l_t} \right) \cdot \operatorname{tg} \theta. \tag{11}$$

Un raționament analog, făcut pentru suprafața S'_{34} din figura 1, conduce la relația :

$$\frac{\partial V_H}{\partial l_{n'_3}} = \left(E_c \pm E_s - \frac{\partial V_H}{\partial l_t} \right) \cdot \operatorname{tg} \theta. \tag{11'}$$

Conductibilitatea electrozilor metalici M_1 și M_2 fiind presupusă foarte mare, suprafețele de separație între metal și semiconductor (S_{13} și S_{23}) sînt suprafețe echipotențiale pentru funcția potențială V_H.

În concluzie, potențialul scalar al cîmpului Hall este soluția ecuației lui Poisson (10), care obține valori constante pe suprafețele metalice S_{13} și S_{23} și satisface pe suprafețele S_{34}, respectiv S'_{34}, condițiile (11), respectiv (11').

2. Ecuațiile densității de curent

Problema determinării cîmpului Hall din punctele mediului semiconductor poate fi rezolvată și prin intermediul densității de curent.

În adevăr, dacă densitatea de curent este cunoscută, din legea conducției electrice (2) se poate calcula intensitatea cîmpului Hall $\boldsymbol{E}_H$.

Ecuațiile pe care le verifică vectorul densității de curent $\boldsymbol{J}$ sînt date de legea conservării sarcinii electrice libere :

$$\operatorname{div} \boldsymbol{J} = 0 \text{ și relația (8) : } \operatorname{rot} \boldsymbol{J} = -\sigma \frac{\partial \boldsymbol{B}_e}{\partial t}. \tag{12}$$

Ele pot fi strînse într-o singură ecuație dacă se operează cu mărimea vectorială $\boldsymbol{H}_i$ care are dimensiunea unei intensități de cîmp magnetic și este definită prin sistemul :

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \boldsymbol{H}_i &= 0 \\ \operatorname{rot} \boldsymbol{H}_i &= \boldsymbol{J}. \end{aligned} \tag{13}$$

În aceste condiții, ecuațiile (12) se sintetizează în relația :

$$\nabla^2 \boldsymbol{H}_i = \sigma \frac{\partial \boldsymbol{B}_e}{\partial t}. \tag{12'}$$

Urmează să se determine condițiile de frontieră pe care le satisface vectorul $\boldsymbol{H}_i$.

Deoarece suprafețele S_{34} și S'_{34} sînt suprafețe de cîmp pentru densitatea de curent, în punctele de pe ele este îndeplinită relația :

$$(\boldsymbol{n}'_3 \cdot \boldsymbol{J}) = 0$$

sau, prin folosirea lui (13), egalitatea poate fi scrisă în forma :

$$(\overline{n}'_3 \operatorname{rot} \boldsymbol{H}_i) = 0. \tag{14}$$

Ecuația (14) va reprezenta condiția de frontieră a vectorului $\boldsymbol{H}_i$ pe suprafețele S_{34} și S'_{34}.

Cu ajutorul teoremei refracției liniilor de cîmp electric se poate ușor arăta că, la suprafața de separație metal-semiconductor, intensitatea de cîmp indusă $\boldsymbol{E}_s$ este normală.

De aceeași proprietate se bucură și vectorii $\boldsymbol{E}_c$ și $\boldsymbol{E}_H$, fiindcă sînt intensitățile unor cîmpuri potențiale. Prin urmare, intensitatea de cîmp rezultantă este normală la suprafața de separație metal-semiconductor.

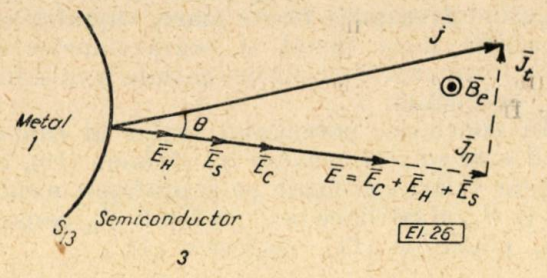


Fig. 3.

Deoarece densitatea de curent $\boldsymbol{J}$ formează cu $\boldsymbol{E}$ unghiul θ, urmează că între componenta sa normală J_n, la suprafața de separație și cea tangentă J_t, există relația :

$$J_t = J_n \operatorname{tg} \theta$$

sau folosindu-se (13), ea poate fi pusă sub forma :

$$(\boldsymbol{t} \operatorname{rot} \boldsymbol{H}_i) = (\boldsymbol{n}_3' \operatorname{rot} \boldsymbol{H}_i) \cdot \operatorname{tg} \theta, \qquad (15)$$

unde $\boldsymbol{t}$ este vectorul unitar tangent la suprafața de separație, iar $\boldsymbol{n}_3'$, cel normal, orientat spre interiorul semiconductorului. Analog, se demonstrează că pe S_{23} trebuie satisfăcută condiția :

$$(\boldsymbol{t} \operatorname{rot} \boldsymbol{H}_i) = -(\boldsymbol{n}_3' \operatorname{rot} \boldsymbol{H}_i) \cdot \operatorname{tg} \theta. \qquad (15')$$

În concluzie, funcția vectorială $\boldsymbol{H}_i$ este acea soluție a ecuației (12′) care satisface pe suprafețele S_{34} și S_{34}' condiția (14), iar pe S_{13}, respectiv S_{23}, relațiile (15), respectiv (15′).

Se observă că ecuațiile (12) sînt identice cu cele pe care le satisface densitatea curenților induși : $\boldsymbol{J}_s = \sigma \boldsymbol{E}_s$, în ipoteza că se neglijează cîmpul magnetic produs de ei. Cu toate acestea, densitatea de curent $\boldsymbol{J}$ diferă de $\boldsymbol{J}_s$ fiindcă condițiile de frontieră ale celor doi vectori sînt diferite.

3. Cîmpul Hall în plăci de formă dreptunghiulară

În cele ce urmează se va calcula cîmpul Hall care se stabilește în traductoarele folosite în aplicațiile practice.

3.1. Cîmpul Hall din benzile dreptunghiulare infinite. Considerăm placa dreptunghiulară de lungime infinită, plasată transversal în cîmpul magnetic exterior variabil, dar omogen, de inducție magnetică $\boldsymbol{B}_e$ (fig. 4).

Cîmpul magnetic variabil induce în placa semiconductoare o intensitate de cîmp $\boldsymbol{E}_s$, care, din motive de simetrie, are liniile de cîmp drepte paralele.

Neglijînd cîmpul magnetic propriu al curenților induși, prin aplicarea legii inducției electromagnetice conturului reprezentat punctat în figura 4, se obține :

$$\boldsymbol{E}_s = y \frac{\partial B_e}{\partial t} \cdot \boldsymbol{i}. \qquad (15)$$

Din motive de simetrie, potențialul scalar V_H este funcție numai de variabila y și deci ecuația (10) se transformă în :

$$\frac{\partial^2 V_H}{\partial y^2} = \mu_n B_e \frac{\partial B_e}{\partial t}, \qquad (16)$$

iar condițiile de frontieră (11), respectiv (11′), devin :

$$\frac{\partial V_H}{\partial y} = (E_c - E_s) \cdot \operatorname{tg} \theta \text{ pentru } y = \frac{b}{2},$$

respectiv :

$$\frac{\partial V_H}{\partial y} = (E_c + E_s) \operatorname{tg} \theta \text{ pentru } y = -\frac{b}{2}.$$

Soluția ecuației (16), în aceste condiții de limită, va fi :

$$V_H = \frac{\partial B_e}{\partial t} \cdot \frac{y^2}{2} \cdot \operatorname{tg} \theta + E_c y \cdot \operatorname{tg} \theta + C_2.$$

Tensiunea cîmpului Hall între punctele *1* și *1′*, situate pe suprafețele S_{34} și S_{34}' (fig. 4), este :

$$u_{h_{11_0'}} = V_{H_1} - V_{H_1'} = bE_c \operatorname{tg} \theta.$$

Cum :

$$E_c = \frac{i}{\sigma h b},$$

iar :

$$\operatorname{tg} \theta = -\sigma R_H B_e,$$

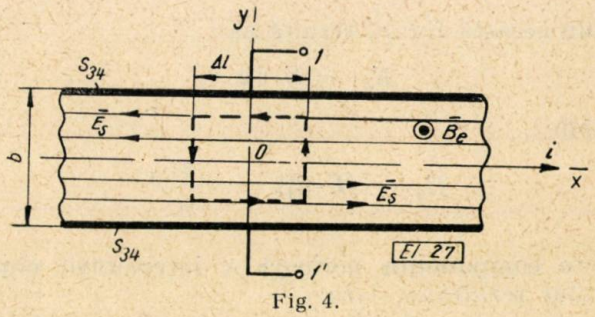


Fig. 4.

se obține pentru $u_{h_{11_0'}}$ expresia finală :

$$u_{h_{11_0'}} = -R_H \frac{iB_e}{h},$$

adică tensiunea Hall între punctele simetrice *1* și *1′* are aceeași formă ca și în cîmpuri magnetice invariabile. Concluzia este în acord cu

experienţele menţionate în literatura de specialitate.

Tensiunea cîmpului Hall între un punct situat pe faţa $y = \frac{b}{2}$ şi celălalt pe axa de simetrie $y = 0$ este:

$$u_{h_{10}} = V_{H_1} - V_{H_0} = \frac{\partial B_e}{\partial t} \cdot \frac{b^2}{8} \operatorname{tg} \theta + \frac{b}{2} E_c \operatorname{tg} \theta. \quad (17)$$

Se observă că primul termen din membrul drept al relaţiei (17) este independent de intensitatea cîmpului electrocinetic E_c, iar cel de-al doilea, cum era de aşteptat, reprezintă $\frac{u_{h11'0}}{2}$.

Termenul independent de E_c:

$$u'_{h_{10}} = \frac{\partial B_e}{\partial t} \cdot \frac{b^2}{8} \cdot \operatorname{tg} \theta,$$

reprezintă tensiunea Hall între punctele menţionate, datorită cîmpului Hall produs de curenţii turbionari şi cîmpul magnetic exterior. În adevăr, densitatea curenţilor induşi $\boldsymbol{J} = \sigma \boldsymbol{E}_s$ de cîmpul magnetic $\boldsymbol{B}_e$ determină un cîmp Hall de intensitate:

$$\boldsymbol{E}_{Hs} = - R_H \boldsymbol{J}_s \times \boldsymbol{B}_e.$$

Tensiunea acestui cîmp, calculată între punctele respective, are valoarea:

$$\int_1^0 (\mathrm{d}\boldsymbol{l} \boldsymbol{E}_{Hs}) = - R_H \sigma B_e \frac{\partial B_e}{\partial t} \int_0^{\frac{b}{2}} y \, \mathrm{d}y = \frac{\partial B_e}{\partial t} \cdot \operatorname{tg} \theta \cdot \frac{b^2}{8}$$

egală cu $u'_{h_{10}}$, ceea ce justifică afirmaţia făcută. În concluzie, efectul Hall, produs de curenţii turbionari în cîmpul magnetic exterior, influenţează cîmpul Hall din mediul semiconductor prin aceea că divergenţa acestui cîmp este diferită de zero. Influenţa nu se manifestă în tensiunea $u_{h_{11'_0}}$ dintre două puncte simetrice în raport cu axa de simetrie a plăcii.

3.2. Plăci semiconductoare dreptunghiulare cu electrozi de curent punctiformi. Densitatea curentului electric din placa semiconductoare, reprezentată în figura 5, este acea soluţie a sistemului de ecuaţii (12) care prezintă singularităţi în punctele A şi B şi satisface următoarele condiţii de limită:

$(\boldsymbol{J} \cdot \boldsymbol{j}) = 0$ pe suprafeţele $y = \pm \frac{b}{2}$;

$(\boldsymbol{J} \cdot \boldsymbol{i}) = 0$ pe suprafeţele $x = \pm \frac{a}{2}$,

unde $\boldsymbol{i}$ şi $\boldsymbol{j}$ sînt vectorii unitari ai triedrului din figură.

Se descompune vectorul densităţii de curent $\boldsymbol{J}$ în două componente:

$$\boldsymbol{J} = \boldsymbol{J}_c + \boldsymbol{J}_1, \quad (18)$$

în care $\boldsymbol{J}_c$ reprezintă densitatea curentului care se stabileşte în placa semiconductoare în lipsa inducţiei magnetice. Ea satisface relaţiile div. $\boldsymbol{J}_c = 0$, rot $\boldsymbol{J}_c = 0$, prezintă singularităţi în punctele A şi B şi verifică următoarele condiţii de frontieră:

$(\boldsymbol{J}_c \cdot \boldsymbol{j}) = 0$ pe suprafeţele $y = \pm \frac{b}{2}$;

$(\boldsymbol{J}_c \cdot \boldsymbol{i}) = 0$ pe suprafeţele $x = \pm \frac{a}{2}$.

Din (18) şi (12), ţinînd seamă de ecuaţiile lui $\boldsymbol{J}_c$, se deduc următoarele egalităţi pe care le verifică vectorul $\boldsymbol{J}_1$:

$$\operatorname{div} \boldsymbol{J}_1 = 0 \text{ şi } \operatorname{rot} \boldsymbol{J}_1 = - \sigma \frac{\partial B_e}{\partial t},$$

iar condiţiile de limită vor fi:

$(\boldsymbol{J}_1 \cdot \boldsymbol{j}) = 0$ pe suprafeţele $y = \pm \frac{b}{2}$

şi

$(\boldsymbol{J}_1 \cdot \boldsymbol{i}) = 0$ pe suprafeţele $x = \pm \frac{a}{2}$.

Din ecuaţiile şi condiţiile de frontieră ale lui $\boldsymbol{J}_1$ rezultă că el reprezintă vectorul densităţii curenţilor induşi:

$$\boldsymbol{J}_1 = \boldsymbol{J}_s = \sigma \boldsymbol{E}_s.$$

Cu aceste precizări, expresia (2) a legii conducţiei electrice devine:

$$0 = \sigma [\boldsymbol{E}_H + R_H [\boldsymbol{J} \times \boldsymbol{B}_e]]$$

sau

$$\boldsymbol{E}_H = - R_H [(\boldsymbol{J}_c + \boldsymbol{J}_s) \times \boldsymbol{B}_e].$$

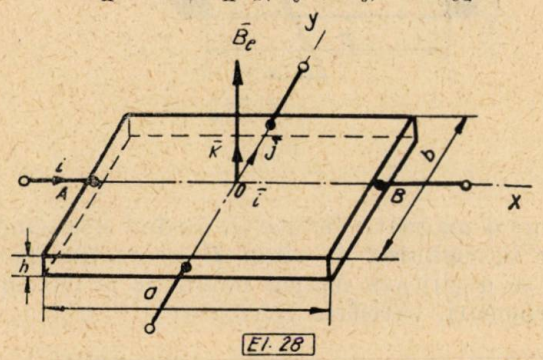


Fig. 5.

Tensiunea cîmpului Hall între punctele simetrice *1* şi *1'* (fig. 5) va fi:

$$u_{h_{11'}} = V_{H_1} - V_{H'_1} = - R_H \int_1^{1'} (d\boldsymbol{l} [\boldsymbol{J}_c \times \boldsymbol{B}_e]) - R_H \int_1^{1'} (\mathrm{d}\boldsymbol{l} [\boldsymbol{J}_s \times \boldsymbol{B}_e]). \quad (19)$$

Este ușor de arătat că densitatea curenților induși satisface următoarea relație de simetrie :

$$\boldsymbol{J}_s(x, y) = -\boldsymbol{J}_s(x, -y).$$

În conformitate cu această egalitate și cu faptul că $\boldsymbol{B}_e$ este un cîmp omogen, rezultă :

$$\int_1^{1'} (\mathrm{d}\boldsymbol{l}\,[\boldsymbol{J}_s \times \boldsymbol{B}_e]) = 0$$

și deci din (19) avem :

$$u_{h_{11'}} = -R_H \int_1^{1'} (\mathrm{d}\boldsymbol{l}\,[\boldsymbol{J}_e \times \boldsymbol{B}_e]) = -R_H \frac{iB_e}{h}, \tag{20}$$

expresie identică cu cea obținută în cîmpuri magnetice invariabile.

În concluzie, prezența curenților turbionari nu influențează tensiunea Hall dintre două puncte simetrice în raport cu axa care trece prin contactele filiforme.

Concluzia este în acord cu datele experimentale efectuate pînă la frecvențe de ordinul 1 000 Hz.

3.3. Plăci semiconductoare dreptunghiulare cu electrozi de curent plini. Se consideră placa semiconductoare dreptunghiulară, cu electrozi de curent plini, plasată transversal într-un cîmp magnetic omogen și variabil în timp.

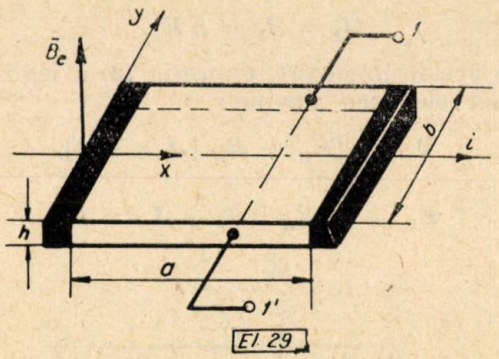


Fig. 6.

Cîmpul magnetic induce în mediul semiconductor intensitatea de cîmp $\boldsymbol{E}_s$, care, în ipoteza că se neglijează cîmpul magnetic al curenților turbionari, satisface ecuațiile :

$$\operatorname{div} \boldsymbol{E}_s = 0, \quad \operatorname{rot} \boldsymbol{E}_s = -\frac{\partial \boldsymbol{B}_e}{\partial t}, \tag{21}$$

și condițiile de frontieră :

$$E_{sy}(0, y) = E_{sy}(a, y) = E_{sy}\left(x, \pm\frac{b}{2}\right) = 0.$$

Componenta E_{sx} este diferită de zero pe întregul contur al dreptunghiului.

Soluția sistemului de ecuații (21), în condițiile de limită menționate, este :

$$\boldsymbol{E}_s = \frac{\partial B_e}{\partial t}\, y \cdot \boldsymbol{i}. \tag{22}$$

Potențialul cîmpului Hall va fi soluția ecuației :

$$-\nabla^2 V_H = \mu_n B_e \frac{\partial B_e}{\partial t}, \tag{23}$$

care satisface următoarele condiții de limită :

$$V_H(0, y) = V_{H_1} = \text{const.}, \quad V_H(a, y) = 0, \tag{24}$$

fiindcă electrozii sînt presupuși alimentați cu curentul constant $i = i_e$, iar :

$$\frac{\partial V_H}{\partial y} = \left(E_e + E_s - \frac{\partial V_H}{\partial x}\right) \cdot \operatorname{tg} \theta$$

$$\text{pe suprafața } y = \frac{b}{2}, \tag{24'}$$

$$\frac{\partial V_H}{\partial y} = \left(E_e - E_s - \frac{\partial V_H}{\partial x}\right) \cdot \operatorname{tg} \theta$$

$$\text{pentru } y = -\frac{b}{2}. \tag{24''}$$

Relațiile (24') și (24'') au fost deduse din egalitățile (11) și (11').

Integrăm ecuația (23) în ipoteza că termenul $\frac{\partial V_H}{\partial x}$, din paranteza relațiilor (24') și (24'') este neglijabil în raport cu suma celorlalți doi termeni care intervin în aceeași paranteză. Aproximația este bună pentru plăci semiconductoare la care $a > 3b$ [6].

Folosind metoda separării variabilelor, se va integra, la început, ecuația omogenă :

$$\frac{\partial^2 V'_H}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V'_H}{\partial y^2} = 0 \tag{25}$$

în condiții de frontieră, de asemenea, omogene :

$$V'_H(0, y) = V'_H(a, y) = 0. \tag{26}$$

Soluția ecuației (25) se încearcă de forma :

$$V'_H(x, y) = X(x) \cdot Y(y), \tag{27}$$

în care $X(x)$, respectiv $Y(y)$, sînt funcții numai de variabila x, respectiv y.

Prin introducerea lui (27) în (25) se obține :

$$X(x) = C_1 \sin \sqrt{\lambda}\, x + C_2 \cos \sqrt{\lambda}\, x,$$

unde constantele C_2 și $\sqrt{\lambda}$ se determină din condițiile de frontieră (26). Din acestea se deduce că :

$$C_2 = 0, \text{ iar } \sqrt{\lambda_m} = m\frac{\pi}{a}, \quad m = 0, 1, 2, \ldots$$

Pentru ecuația neomogenă (23), în condițiile de frontieră neomogene (24), căutăm soluția în forma unei dezvoltări în serie după funcțiile proprii $X_m(x) = \sin \sqrt{\lambda_m}\, x$,

adică :

$$V_H = \Sigma\, v_m(y)\, X_m(x) = \Sigma\, v_m(y) \sin \sqrt{\lambda_m}\, x. \quad (28)$$

În acest scop, membrul drept al ecuației (24) se dezvoltă într-o serie de funcții proprii în forma :

$$u_n B_e \frac{\partial B_e}{\partial t} = \sum_{m=0}^{\infty} A_m \sin \sqrt{\lambda_m} \cdot x. \quad (29)$$

Factorul A_m se determină înmulțind ecuația (29) cu $\sin \sqrt{\lambda_m}\, x \cdot \mathrm{d}x$ și integrînd rezultatul de la 0 la a. Se obține :

$$A_m = \frac{4}{m\pi}\, \mu_n\, B_e \frac{\partial B_e}{\partial t}$$

$$m = 2p + 1 \qquad p = 0,\ 1,\ 2,\ \ldots$$

Ecuația diferențială pe care o satisface funcția $v_m(y)$ se determină din ecuația (24) care se înmulțește cu $X_m(x)\,\mathrm{d}x$ și rezultatul îl integrăm în limitele de la 0 la a. Cum :

$$\int_0^a \frac{\partial^2 V_H}{\partial x^2} X_m(x)\,\mathrm{d}x = \sqrt{\lambda_m}\, V_{H_1} - \lambda_m \int_0^a V_H X_m\,\mathrm{d}x =$$

$$= \sqrt{\lambda_m}\, V_{H_1} - \lambda_m\, v_m(y) \cdot \frac{a}{2},$$

iar :

$$\int_0^a \frac{\partial^2 V_H}{\partial y^2} X_m(x)\,\mathrm{d}x = \frac{a}{2} \frac{\mathrm{d}^2 v_m}{\mathrm{d}y^2},$$

se obține, în final :

$$\frac{\mathrm{d}^2 v_m}{\mathrm{d}y^2} - \lambda_m v_m = -4\mu_n B_e \frac{\partial B_e}{\partial t} \frac{1}{m\pi} - \frac{2}{a}\sqrt{\lambda_m}\, V_{H_1}.$$

Această ecuație are drept soluție expresia :

$$v_m(y) = 4\,\mu_n B_e \frac{\partial B_e}{\partial t} \frac{a^2}{m^3\pi^3} + \frac{2}{m\pi} V_{H_1} +$$

$$+ C_{1m} \operatorname{ch} \sqrt{\lambda_m}\, y + C_{2m} \operatorname{sh} \sqrt{\lambda_m}\, y$$

și deci potențialul cîmpului Hall este :

$$V_H = \sum_{p=0}^{\infty} \left[4\mu_n B_e \frac{\partial B_e}{\partial t} \frac{a^2}{(2p+1)^3\pi^3} + \frac{2}{(2p+1)\pi} V_{H_1} + \right.$$

$$+ C_{1,2p+1} \operatorname{ch} \sqrt{\lambda_{2p+1}}\, y +$$

$$\left. C_{2,2p+1} \operatorname{Sh} \sqrt{\lambda_{2p+1}}\, y \right] \sin \sqrt{\lambda_{2p+1}}\, x.$$

Constantele $C_{1,2p+1}$ și $C_{2,2p+1}$ se vor determina din condițiile de frontieră (24′) și (24″), în aproximația menționată și folosind pentru $E_S\left(x, \frac{b}{2}\right)$ expresia (22). După un calcul simplu se obține :

$$C_{1,2p+1} = \frac{4a\, E_S}{(2p+1)^2\, \pi^2} \cdot \frac{1}{\operatorname{sh} \sqrt{\lambda_{2p+1}} \frac{b}{2}} \cdot \operatorname{tg}\theta$$

și

$$C_{2,2p+1} = \frac{4a\, E_c}{(2p+1)^2\, \pi^2} \cdot \frac{1}{\operatorname{ch} \sqrt{\lambda_{2p+1}} \frac{b}{2}} \cdot \operatorname{tg}\theta \cdot$$

Diferența de potențial Hall, între două puncte simetrice în raport cu axa OX, de pe fețele $y = \frac{b}{2}$ și $y = -\frac{b}{2}$ este :

$$u_{h11}' = V_{H_1}\left(x, \frac{b}{2}\right) - V_{H_1}'\left(x, \frac{b}{2}\right) =$$

$$= 4aE_c \operatorname{tg}\theta \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{(2p+1)^2\pi^2} \operatorname{th} \sqrt{\lambda_{2p+1}} \frac{b}{2} \sin \sqrt{\lambda_{2p+1}}\, x. \quad (30)$$

Cum alimentarea a fost presupusă la curent constant, urmează că atît în prezența, cît și în lipsa lui B_e, curentul electric are aceeași valoare $i = i_c = \sigma E_c\, b \cdot h$ și deci :

$$E_c = \frac{i_c}{\sigma\, b\, h}. \quad (31)$$

Dacă se ține seamă de relația $\operatorname{tg}\theta = -\sigma R_H B_e$ și de (31), expresia (30) a tensiunii Hall poate fi scrisă în forma :

$$u_{h11}' = -R_H \frac{i_c B_e}{h} \frac{8}{\pi^2} \frac{a}{b} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{(2p+1)^2}$$

$$\operatorname{th} \frac{2p+1}{2} \frac{b}{a} \pi \sin (2p+1) \frac{\pi}{a} x.$$

În cazul plăcilor dreptunghiulare de lungime infinită, parcurse de curentul de comandă i_c și așezate transversal într-un cîmp magnetic de inducție B_e, tensiunea Hall este dată de (20). Rezultă că factorul de dimensiuni al plăcilor dreptunghiulare cu electrozi de comandă plini alimentați la curent constant are expresia :

$$G\left(\frac{a}{b}, x\right) = \frac{u_{h11}'}{u_{h11_0}'} = \frac{8}{\pi^2} \frac{a}{b} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{(2p+1)^2}$$

$$\operatorname{th} \frac{2p+1}{2} \frac{b}{a} \pi \sin (2p+1) \frac{\pi}{a} x.$$

Ea este identică cu cea dată în (7) pentru cazul cînd inducția magnetică este invariabilă în timp și deci potențialul Hall satisface o ecuație de tip Laplace și verifică condiții de frontieră diferite de (24′) și (24″).

În concluzie, și în cazul plăcuțelor semiconductoare dreptunghiulare și de dimensiuni finite, cu electrozi de comandă plini, curenții turbionari nu influențează tensiunea Hall dintre două puncte simetrice în raport cu axa Ox. Această concluzie este în acord cu rezultatele experimentale date în [8].

Bibliografie

[1] *Harlel, W.* Propriétés et applications du générateur Hall. In : A.I.M., tom. **74**, nr. 1, 1961, p. 11—52.

[2] *De Sabata, I.* Influenţa curenţilor turbionari asupra comportării generatorului Hall. In : Bul. ştiinţific şi tehnic al I.P.T., **9**, iulie-decembrie 1964, p. 491—502.

[3] *Perrot, F.* Étude d'un détecteur de position à effet Hall. Thèse présentée à la Faculté de Sciences. Paris, 1964, p. 7 (litografiat).

[4] *Godefray, L.* şi *Tavernier, J.* Effets magnétoélectriques et thermo-électriques dans les semi-conducteurs. In : Journal de Physique, tom. **21**, aprilie 1960, p. 249.

[5] *De Sabata, I.* Cîmpul electric din traductoare Hall în regim cvasistaţionar. Teză de doctorat. I.P.T. Facultatea de electrotehnică, 1965, p. 56—60.

[6] *Isenberg, I., Russel, B. R.* şi *Greene, R. F.* Improved method for measuring Hall Coefficients. In : Rev. Of. Sci. Instr., vol. **19**, nr. 10, 1948, p. 685—688.

[7] *Sun-Su-Fo.* Izmerenie mocinosti posredstvom poluprovodnikovîh priborov. Moscova, Gosenergoizdat, 1958.

Intrat în redacţie la 11. IV. 1966

NOTĂ

Contribuţii la cunoaşterea corelaţiei dintre rezultatele măsurărilor obiective efectuate asupra mărimilor acustice, exprimate în dB şi rezultatele aprecierii subiective, exprimate în foni

CZ 621.317.39—752 : 534.322.3 : 621.313.1

În majoritatea cazurilor, normele interne ale uzinelor care produc maşini electrice prevăd niveluri de intensitate acustică exprimate în foni.

Pentru a da cititorilor posibilitatea să se documenteze în mod amplu asupra corelaţiei care există între măsurările acustice obiective (ale căror rezultate se dau în unităţi logaritmice pentru nivelul presiunii acustice, satisfăcînd relaţia :

$$L = 20 \log_{10} \frac{p}{p_0}, \text{ dB},$$

în care :

p este presiunea acustică de măsurat ;

p_0 — presiunea acustică de referinţă $= 2.10^{-4}$ μ bar/cm^2 $= 2.10^{-5}$ N/m^2)

şi aprecierile subiective făcute de un ascultător otologic normal binaural (ale căror rezultate se dau în unităţi subiective care exprimă nivelul de tărie acustică satisfăcînd relaţia :

$$\lambda = 20 \log_{10} \left(\frac{p}{p_0}\right)_{(1000\ \text{Hz})}, \text{ foni},$$

în care p şi p_0 au aceeaşi semnificaţie ca mai sus, p_0 fiind pragul de minimă audibilitate pentru un ascultător otologic normal, la 1 000 Hz şi indicînd 2.10^{-5} N/m^2 sau 2.10^{-4} μ bar/cm^2), se recomandă a se folosi pentru scopuri practice inginereşti, metoda indicată de S.S. Stevens, F. Zwicher şi dr. K. D. Kryter, completată de dr. K. D. Kryter şi K. S. Pearsons. Metoda a fost publicată în Technical Review, nr. 2, 1962, editată de Brüel&Kjoer, Copenhaga, şi conţine o amplă documentaţie, grafice şi bibliografie, cum şi raportul prezentat referitor la această problemă la U.S. Government NASA-TN-D-1873 „Some Effects of Spectral Content and Duration of Perceived Noise Level", de către K. D. Kryter şi K. S. Pearsons.

Acest raport a apărut în luna iunie 1963 în „Journal of the Accoustical Society of America".

Folosind metoda Stevens, se vor putea calcula cu uşurinţă, de către laboratoarele uzinelor interesate, valorile globale ale nivelurilor tăriilor acustice, exprimate în foni, atunci cînd dispun de spectre ale zgomotului produs de maşini (presiuni acustice exprimate în dB) şi se va putea stabili imediat corelaţia între valorile mărimilor acustice exprimate în decibeli şi valorile mărimilor acustice exprimate în foni, realizîndu-se în acest mod o unitate de vedere în privinţa acestor unităţi de măsură folosite în fizica zgomotului maşinilor electrice.

L. Vinaru

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.066 : 621.793.8 : 621.9.018.5

Belopitow, N. **Aplicarea metalelor de contact prin eroziune electrică pe contacte stabile de curenţi tari** (Funkenelektrisches Auftragen von Kontaktne Fallen auf ruhende Starkstromkontakte). In : ETZ-B, nr. 12, iunie 1966, p. 435—437, 2 grafice, 2 fotografii, 1 fig.

Cu toate că cuprul, datorită conductibilităţii sale, ar fi materialul cel mai adecvat pentru corpurile de contacte, suprafaţa de contact se compune, în cele mai multe cazuri, din argint, care — pe lîngă faptul că are conductibilitate superioară — nici nu oxidează.

Un grafic ne arată creşterea în funcţie de timp a rezistenţei electrice la contactele unui separator cu şi fără strat de argint. Un alt grafic prezintă (pentru cupru şi argint) rezistenţele de trecere în funcţie de presiunea contactelor. Metodele de aplicare actuale ale argintului sau ale altor metale protectoare contra coroziunii atmosferice prezintă două dezavantaje :

— argintul şi celelalte metale protectoare nu sînt suficient de dure ;

— în general, întregul corp al contactului se îmbracă cu materialul protector, ceea ce reprezintă o risipă a acestuia din urmă.

În sistemul dezvoltat la Institutul de cercetări al industriei electrice din Sofia, metalul de contact se aplică doar pe suprafaţa de contact propriu-zisă. Apoi, acest metal de contact este mai dur după aplicarea lui pe cupru decît înainte de această operaţiune.

Sistemul se bazează pe acelaşi fenomen care intervine la arcurile electrice, care se produc la declanşările obişnuite

ale întreruptoarelor. Sînt arătate apoi opt avantaje ale acestui sistem. De exemplu, stratul metalului aplicat are o grosime de 10—100 μm. Apoi, metalul aplicat este de 3—5 ori mai dur decît înainte de aplicarea sa pe contactul de cupru.

Urmează schema electrică a instalației pentru aplicarea argintului pe cupru. Se lucrează cu tensiune de c.c. de 10—30 V și un curent de 5—15 A. Scînteile sînt provocate de un condensator de mai multe sute de microfarazi (pus în paralel cu intervalul disruptiv), iar curentul întrerupt, în general de un vibrator, atinge în intervalul disruptiv — datorită energiei înmagazinate de condensator — curenți de milioane de amperi/mm², cu durate de cîteva microsecunde.

În încheiere sînt indicate avantajele acestui sistem, făcîndu-se și comparația cu contactele de argint ale unui separator belgian.

Gh. C.

CZ 621.311.442 : 621.382.2 : 621.33

Wallertshausen, H. R. **Substații de redresoare cu diode cu siliciu pentru tracțiune** (Gleirichterunterstationen mit Siliziumleistung dioden für Bahneanlagen). In : Bull. ASE **57**, nr. 11, 28 mai 1966, p. 473—485.

Plecînd de la condițiile specifice pe care trebuie să le îndeplinească o substație de tracțiune, se tratează concepția, schema și dimensionarea unei substații moderne, echipată cu redresoare cu siliciu. Condițiile de funcționare a echipamentului sînt analizate pe larg, insistîndu-se, în special, asupra protecției redresorului contra supratensiunilor și supraintensităților, în particular contra scurtcircuitelor. De asemenea, se descriu cîteva soluții date pentru construcția unor diode cu siliciu, radiatoarelor de tip special, elementelor RC.

O parte specială a articolului se referă la asamblarea diodelor în elemente redresoare, prezentîndu-se cîteva exemple concrete apărute, în special, la construcția redresoarelor de 800 kW, 1 000 V și aceluia de 1 850 kW, 660 V.

Cîteva probleme tehnice importante, ca de exemplu, cerințele cărora trebuie să răspundă diodele redresoare de tracțiune, comportarea termică a diodelor de siliciu sau întrebuințarea noțiunii de „imagine termică" pentru supravegherea instalațiilor de redresoare cu siliciu, sînt prezentate de autor, indicîndu-se în unele cazuri soluții interesante.

Fl. T.

CZ 621.398 : 621.316 : 621.391.823

Biefer, H. **Perturbații provocate în instalațiile de telecomandă centralizată, de motoarele asincrone** (Perturbations provoquées dans les installations de télécommande centralisée par des moteurs asynchrones). In : Bull. ASE **57**, nr. 9, 30 aprilie, 1966, p. 407—408, 76 ref. bibl.

Ultimii ani au marcat o dezvoltare rapidă a instalațiilor de telecomandă centralizată datorită nenumăratelor avantaje tehnice și economice pe care le prezintă. Urmărirea lor în exploatare a permis să se tragă concluzia că motoarele asincrone pot provoca funcționarea receptoarelor de telecomandă centralizată și, datorită acestui fapt, să se dea naștere la cuplări inopinate atunci cînd motoarele demarează sau chiar cînd se află în funcționare normală, cuplări provocate de curenții de înaltă frecvență din aceste motoare. Acești curenți depind, pe de o parte, de elementele constructive ale motorului (numărul de crestături, înclinarea lor, pasul înfășurării etc.), iar, pe de altă parte, de natura serviciului, alunecării etc.

În scopul îmbunătățirii funcționării și reducerii acestor curenți se analizează cele mai cunoscute metode utilizate de diferiți constructori, funcție de situația în care va funcționa motorul. Se comunică unele date practice obținute de autor în cadrul experimentărilor, ca și metode pentru a pune rapid în evidență curenții de înaltă frecvență (metoda cu analizor de frecvență sau cea cu punte de impedanță.

Fl. T.

CZ 621.322.65

Togiuo, K. și Inoue, K. **Circuit logic universal cu fluid** (Circuit logique universel à fluide). In : Mesures, regulation automatisme **30**, nr. 10, 1965, p. 14.

Este descris un circuit compus din două pistoane care se mișcă într-un cilindru, efectuînd operațiuni logice.

Textul original al lucrării a apărut în Japonia, iar un extras s-a publicat în revista Control Engineering din mai 1965. Experiențele descrise s-au realizat cu un circuit logic avînd : diametrul pistoanelor 5 mm ; înălțimea pistonului 6,5 mm ; tija 5,5 mm ; cursa pistonului 4 mm ; presiunea variază între 1,760 bari și 4 bari ; timpul de funcționare aproximativ 10 m/s.

Dispozitivul descris se poate folosi la automatizări în schelele petrolifere și în rafinării, funcționînd cu abur sau cu aer comprimat.

V. L.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.713

Sihov, V. N. și Sitnicov, V. P. **Aparate pentru măsura sarcinilor de electricitate statică** (Pribori dlia izmerenia zariadov statisticeskovo elektricestva). In : Izmeritelnaia Tehnika, nr. 8, 1966, p. 31—33, 5 fig., 11 ref. bibl.

De cele mai multe ori apariția sarcinilor de electricitate statică în cursul proceselor tehnologice duce la o serie de neajunsuri atît pentru personalul afectat acestora, cît și produselor respective, contribuind la creșterea procentului de rebuturi, la limitarea productivității mașinilor și mecanismelor. În continuare se insistă asupra pericolului pe care-l prezintă aceste sarcini electrostatice în mine, prin exploziile și incendiile pe care le pot produce, insistîndu-se asupra celor mai eficiente metode de scădere și neutralizare a sarcinilor.

În partea a doua a lucrării se prezintă cele mai cunoscute aparate care permit un control sigur al prezenței sarcinilor electrostatice bazate pe măsura potențialului și sarcinii superficiale, a intensității cîmpului electric etc. Schemele de principiu ale acestor aparate sînt prezentate și analizate, indicîndu-se avantajele și limitările lor.

Fl. T.

CZ 621.317.331.088

Teplinschi, A. M. **Eroarea la măsura rezistențelor mari cu ajutorul punților de curent continuu** (Pogreșnosti izmerenia viscovih soprotivlenii pri pomosci mostov postoianogo toca). In : Izmeritelnaia Tehnika, nr. 5, 1966, p. 43—45, 5 ref. bibl.

Metodele de punte au căpătat o largă răspîndire în tehnica măsurătorilor, întrucît ele realizează o precizie înaltă ; în ultimii ani, legat de realizarea de cutii de rezistență de 10^9—10^{10} Ω și indicatoare de nul cu rezistență de intrare pînă la 10^{16} Ω, a apărut posibilitatea folosirii metodelor de punte și pentru măsura rezistențelor foarte mari, în gama 10^{12}—10^{14} Ω.

După o prezentare a influenței curenților de scurgere asupra erorii de măsură se analizează mijloacele cele mai eficiente de reducere a erorii (ecranări, inele de gardă), dîndu-se și cîteva scheme în punte, dintre care una cu ecranare totală. Fenomenele care se întîmplă în punte sînt studiate pe o schemă echivalentă pentru care se efectuează calculul și se trag concluzii privind eroarea admisibilă.

Cercetarea influenței curenților de scurgere asupra punții a arătat că aceasta poate fi (cu recomandările făcute) folosită pentru măsurători de precizie a rezistențelor de ordinul 10^{15} — 10^{16} Ω.

Fl. T.

CZ 621.382.233 : 621.317.3.011.3 : 621.313.2.043

Arhan, R. şi Barbaste, P. **Utilizarea tiristoarelor pentru măsurarea inductiviităţii proprii indusului unui motor de curent continuu** (Utilisation des thyristors pour la mesure de l'autoinductance de l'induit d'un moteur à courant continu). In : Inter électronique **21**, nr. 1, 1966, p. 32—34, 4 fig.

Se prezintă o metodă de măsurare a inductivităţii proprii unui motor de curent continuu, care nu necesită cunoaşterea caracteristicilor mecanice şi electrice ale motorului.

Utilizînd tiristoarele pentru alimentarea indusului se realizează, în jurul unui punct mediu, o succesiune periodică de regimuri tranzitorii, care este pusă în evidenţă, observînd la osciloscop tensiunea şi curentul în indus.

Aplicarea legilor elementare de electricitate a acestor regimuri tranzitorii, la anumite momente de timp, duce la determinarea inductivităţii proprii.

Circuitul pentru aplicarea metodei comportă :

— o punte de redresare constituită din două diode redresoare şi două tiristoare, alimentată de la reţea, printr-un transformator cu prize, a cărei sarcină este formată din indusul motorului în serie cu o rezistenţă ;

— un circuit de amorsare a tiristoarelor.

Măsurarea se face asupra motorului funcţionînd în gol.

Metoda permite determinarea rapidă şi cu o aproximaţie suficient de bună a inductivităţii proprii a indusului motorului de curent continuu şi dispozitivul poate fi adaptat pentru motoare pînă la puteri de 20 kW.

Ş. V.

CZ 539.27 : 621.317.32.027.3

Stepanenkov, G. C. **Măsurarea tensiunilor înalte continue cu ajutorul electronografului** (Izmerenie vîsochih postaianîh napriajenii pri pomosci electronografa). In : Izmeritelnaia Tehnika, nr. 5, 1966, p. 37—40, 5 ref. bibl.

Posibilitatea folosirii difracţiei electronilor pentru măsura absolută a tensiunilor înalte continue a fost menţionată de mult în literatură, însă o metodică concretă nu există încă.

Cercetările întreprinse şi studiile efectuate pe electronogramele de NaCl au arătat că în prezent, cu ajutorul electronografului EG-100 A, se pot măsura tensiuni înalte continue pînă la 100 kV, cu o eroare de 0,1—0,2 % ; pentru alte tipuri de aparate, limita superioară se extinde pînă la 150 kV. Metoda indicată găseşte largi aplicaţii pentru verificarea aparatajului de înaltă tensiune sau la construcţia kilovoltmetrelor electrostatice ; de asemenea, se pot măsura rapoartele de transformare a divizoarelor de înaltă tensiune chiar la tensiunea de lucru. Măsura amintită este superioară celor clasice, datorită faptului că ţine seamă de apariţia descărcărilor corona şi a curenţilor de scurgere.

Metoda descrisă, bazată pe fenomenul de difracţie a electronilor, prezintă deosebit interes pentru aplicaţii practice.

Fl. T.

CZ 621.3.014.4 : 621.317.711

Buchman, E. ş. a. **Dispozitive de măsură pentru înregistrarea ionizării interioare** (Messanordungen zur Erfassung innerer Ionisation). In : Bull. ASE **57**, nr. 12, 11 iunie 1966, p. 511—517, 8 fig.

Problema măsurării descărcărilor parţiale în echipamentele electrice este una dintre problemele căreia i se acordă, în ultimii ani, o importanţă deosebită, datorită tocmai siguranţei tot mai mari care se impune la funcţionarea acestora. În acest sens au fost construite nenumărate scheme de măsură sau aparate cu destinaţie specifică pentru determinarea descărcărilor parţiale (scheme ce folosesc amplificatoare în bandă largă, selective, punţi de măsură etc.) ; cum circuitele de detecţie a descărcărilor au fost deosebite, se şi explică de ce şi rezultatele nu au fost identice.

Pentru interpretarea corectă a rezultatelor şi pentru o verificare a posibilităţilor pe care le oferă diversele aparaturi, în Elveţia s-au iniţiat o serie de măsurări pe aceleaşi eta-loane de descărcări, folosindu-se dotarea celor mai importante laboratoare din ţară.

Se trag concluzii asupra acestor rezultate, dîndu-se indicaţii şi date tehnice privind cele mai cunoscute tipuri de aparate pentru măsura ionizării ; datele obţinute au permis clarificarea unor probleme şi constituie un material de bază pentru activitatea grupului de lucru special constituit.

Fl. T.

CZ : 621.2.088 : 519.281.2.001.6

Dubov, B. S. **Metodă grafoanalitică de prelucrare a rezultatelor măsurărilor** (Grafoanalitiscekii metod obrabotki rezultator izmerenii). In : Izmeritelnaia Tehnika, nr. 6, 1966, p. 15—18, 2 fig.

Prelucrarea rezultatelor măsurărilor prin metoda celor mai mici pătrate permite în mod obiectiv să se aprecieze datele experimentale ; de asemenea, folosirea metodelor analitice permite să se determine caracterul dependenţei dintre mărimile de intrare şi ieşire a aparatelor de măsură. Rezultate interesante s-au obţinut şi în cazul folosirii metodei de interpolare al lui Cebîşev. Analizînd fiecare dintre aceste metode, se arată că ele necesită un timp mare pentru prelucrarea datelor şi găsesc aplicaţie doar în cazul în care există posibilitatea folosirii maşinilor de calcul.

În scopul reducerii timpului de prelucrare a datelor şi obţinerii unei precizii superioare se prezintă o metodă grafoanalitică pentru cazuri de dependenţă liniară sau neliniară a mărimilor de intrare şi ieşire. În continuare sînt date bazele teoretice ale metodei, ilustrate prin cîteva exemple practice, aproximate prin parabole de ordinul 2 sau 3.

Fl. T.

CZ 534.837.083

Osipov, G. L. **Metodică de măsură a caracteristicilor de zgomot ale maşinilor** (Metodica izmerenia şumovîh haracteristic maşin). In : Izmeritelnaia Tehnika, nr. 6, 1966, p. 8—12, 3 fig.

Tendinţa de reducere a zgomotului produs de maşinile electrice şi realizarea unor maşini sau mecanisme silenţioase au dus la normarea încercărilor pentru ca datele obţinute pe diferitele platforme de încercare să poată fi comparate.

În articol se prezintă GOST 11 870—66, standard intrat în acest an în vigoare pentru determinarea caracteristicilor de zgomot şi care se extinde la toate tipurile de maşini, mecanisme, mijloace de transport, instalaţii tehnologice etc. Patru metode sînt analizate pe larg, metode bazate pe determinarea nivelului puterii zgomotului în camere surde, de reverberaţie etc.

Justificarea metodelor este dată pe larg, insistîndu-se asupra avantajelor sau limitărilor fiecăreia dintre ele. O cameră de reverberaţie de dimensiuni 5,20/7,20, cu dispoziţia elementelor componente este dată în ultima parte a lucrării.

Fl. T.

CZ 517.512.2

Bourier, A. **Analiza grafică Fourier** (Graphische Fourier analyse). In : ETZ-A **86**, nr. 23, p. 744—750, 7 fig., 2 tab., 12 ref. bibl.

În articol este descrisă o metodă practică de efectuare grafică a analizei armonice. Curba de analizat este înlocuită cu un traseu poligonal, care pune în evidenţă variaţia tangentelor şi ordonatelor în punctele caracteristice. Pentru aflarea coeficienţilor seriei Fourier se foloseşte o tabelă de calcul. Ca exemplu, se efectuează analiza armonică a unei curbe, calculîndu-se armonicile pînă la ordinul 12. Metoda poate fi folosită în toate cazurile cînd este necesară analiza armonică a unor curbe oscilografiate (studiul distorsiunilor, cuplurilor parazite, regimului deformant etc.), în toate domeniile electrotehnicii, maşinilor electrice, electronică, electrostatică etc.

V. L.

CRONICĂ

CZ 061.3(437) : 621.315.616 : 621.315.2

Sesiunea internațională de la Bratislava (R.S.C.S.) cu privire la utilizarea materialelor plastice în industria de cabluri electrice

În intervalul 26 septembrie — 3 octombrie 1966 a avut loc la Bratislava în R. S. Cehoslovacă, o sesiune științifică internațională cu privire la utilizarea materialelor plastice în industria de cabluri. Sesiunea a fost organizată și coordonată de Institutul de Cercetări pentru Industria de Cabluri și Materiale Electroizolante (VUKI) din Bratislava.

La lucrările sesiunii au participat reprezentanți din România, Cehoslovacia, Ungaria, Bulgaria, Iugoslavia, R. D. Germană, R. F. Germană, Franța, Italia și Austria.

Importanța și conținutul problemelor au reieșit din tematica sesiunii, care a reflectat tendințele, materialele și metodele folosite în prezent la utilizarea materialelor plastice la fabricarea și exploatarea cablurilor electrice de forță și telecomunicații.

Lucrările prezentate în cadrul sesiunii s-au referit în principal la următoarele grupe de probleme :

— influența fenomenelor de descărcări parțiale în izolația cablurilor electrice, în general, și a cablurilor cu izolație de materiale plastice și elastomeri sintetici în special ;

— exigențele privind clorura de polivinil utilizată la cablurile electrice de înaltă tensiune ;

— metode tehnologice prin extruziune și vulcanizare concomitentă cu acțiune continuă, folosite la izolarea cablurilor și conductoarelor electrice cu materiale plastice sau elastomeri sintetici ;

— posibilități de mărire a productivității muncii la instalațiile de extruziune.

În cadrul primei grupe de probleme privitoare la influența fenomenelor de descărcări parțiale în izolația cablurilor electrice de înaltă tensiune (10 — 35 kV) cu izolație de materiale plastice au fost prezentate cercetările fundamentale efectuate în R.S.C.S., s-a scos în evidență legătura dintre fenomenele de îmbătrînire a cablurilor, în exploatare, sub acțiunea continuă a descărcărilor parțiale, dîndu-se o serie de date experimentale și relații de calcul al gradientului maxim la care trebuie să funcționeze cablurile spre a se evita pericolul îmbătrînirii premature a cablurilor electrice. Pentru reducerea pericolului de îmbătrînire a cablurilor prin descărcări ionizante în vacuolele gazoase ale cablurilor au fost prezentate o serie de observații care fac în prezent obiectul cercetărilor pe plan mondial efectuate în diferite țări (Franța, Anglia, R.F.G. etc.).

Un aspect interesant care merită să fie menționat a fost acela al sarcinii limită de curent la care pot să funcționeze cablurile electrice de forță în condițiile izolării lor cu materiale plastice moderne (policlorură de vinil, polietilenă, politetrafluoretilenă ș.a.). Pentru a mări stabilitatea în exploatare a cablurilor la încălzire prin scurtcircuit sau prin însăși fenomenul de funcționare continuă a acestora au fost făcute recomandări asupra utilizării polietilenei vulcanizabile, prin procedee continue, la cablurile electrice în gama de tensiuni pînă la 35 kV.

S-a insistat în cadrul sesiunii asupra metodelor și tehnicilor noi privind cercetarea fenomenelor de îmbătrînire a cablurilor. În acest sens s-a arătat că studiul îmbătrînirii cablurilor de forță și de telecomunicații trebuie făcut atît asupra cablurilor, ca atare, prin îngroparea lor în pămînt, nepuse sub sarcină, cît și asupra cablurilor puse sub tensiune majorată (2 — 3 U_n). Cablurile supuse la îmbătrînire artificială sub sarcină se recomandă a fi conectate în sistemul de alimentare cu energie electrică, prin manșoane și cutii terminale, urmărindu-se cu această ocazie variația tangentei unghiului de pierderi (tg δ), cum și creșterea tgδ dintre diferitele trepte de încercare la tensiune (Δ tg δ).

O grupă importantă de probleme s-a referit la utilizarea și compatibilitatea utilizării materialelor plastice la cablurile electrice de forță și telecomunicații. În cadrul acestor probleme au fost prezentate o serie de aspecte privitoare la :

— caracteristicile policlorurii de vinil utilizate la cablurile de înaltă tensiune ;

— metode moderne de sinteză a materialelor plastice cu proprietăți electrotehnice (PVC, PET ș.a.) ;

— siliconii în industria de cabluri de forță și pentru scopuri electronice ;

— compounduri noi de policlorură de vinil pentru izolația cablurilor electrice de medie tensiune ;

— experiențe recente privind influența calității ingredientelor care se încorporează în rețetele de materiale plastice pentru scopuri electrotehnice ;

— problema flexibilității conductoarelor izolate cu materiale plastice.

S-a subliniat în cadrul sesiunii că obținerea unor materiale plastice și elastomeri sintetici cu proprietăți electrotehnice trebuie să asigure pierderi dielectrice minime în izolația cablurilor, adică să posede tangente ale unghiului de pierderi minime (tg δ) de ordinul 10^{-3} și rezistivități de volum (δ_v) de cel puțin 10^{13} Ωcm. În acest scop, în laboratoarele firmei „Edison" din Milano au fost obținute materiale plastice pentru cabluri la nivelul cerințelor arătate. O serie de specialiști de la această firmă, prezenți la sesiune, au făcut comunicări interesante. De asemenea, s-a arătat de specialiștii francezi, care au luat parte la sesiune, ultimele realizări în domeniul folosirii siliconilor în industria de cabluri. Siliconii prezentați ca mostre în cadrul sesiunii se caracterizează prin :

— utilizarea lor în condiții de lungă durată în gama de temperaturi de la — 65°C la 275°C și la temperaturi mai mari pentru perioade de scurtă durată. Ei satisfac condițiile impuse materialelor care funcționează la temperatura de 180°C (clasa H) sau la 220°C ;

— aceea că sînt hidrofobi, atît la temperatura ambiantă, cît și la temperatură înaltă. Această proprietate se conservă chiar și după îmbătrînire ;

— inerție chimică la acțiunea mediului atmosferic sau a mediilor corosive. Datorită stabilității lor termice și inerției chimice, o serie de siliconi rezistă în bune condițiuni la radiațiile nucleare. Este vorba de conductoare electrice utilizate în instalațiile nucleare ;

— comportare bună la acțiunea frigului, căldurii, ozonului, efectului corona, intemperiilor și mediilor corosive. Firele și cablurile izolate cu siliconi de tip silasten satisfac aceste condiții : cablurile de compensare, cabluri de alimentare cu energie electrică a elementelor de încălzire a cuptoarelor și etuvelor electrice, cablurile de alimentare a electrozilor de la instalațiile de sudură electrică.

Mai multe referate au relevat metodele moderne de izolare a cablurilor și conductoarelor electrice cu materiale plastice și elastomeri sintetici. În acest scop, s-a scos în evidență importanța pe care o au instalațiile de izolare și protecție cu acțiune continuă (prin extruziune). Au fost prezentate în cadrul sesiunii noile tipuri de instalații de extruziune cu centraj fix și cu controlul concomitent al excentricității. Un aspect interesant de care trebuie să se țină seamă la extruderile moderne este acela al modului de determinare a părții conice a dornurilor și matrițelor utilizate în timpul izolării.

Pentru a asigura condiții optime de utilizare a conductoarelor și cablurilor electrice, cum și pentru o pozare a lor cît mai ușoară, au fost arătate realizările recente privitoare la obținerea unor conducte electrice cît mai flexibile. O serie de cercetări în acest sens au relevat importanța flexibilității și influența ei asupra duratei de viață a cordoanelor telefonice spiralizate și nespiralizate, conductoarelor electrice destinate aparatajului casnic și electroenergetic mobil.

Pentru asigurarea flexibilității optime o mare influență o are prelucrabilitatea materialelor plastice (policlorură de vinil, polietilenă, teflon) pe extrudere, cum și dozarea optimă a plastifianților și stabilizatoarelor care se încorporează în rețetele de materiale electroizolante de natură plastică.

Un rol determinant în obținerea unor cabluri telefonice urbane și interurbane, izolate cu polietilenă, se știe că îl au proprietățile electrice ale acesteia. Pe linia obținerii unor asemenea cabluri au fost prezentate în cadrul sesiunii realizările Institutului de Cercetare pentru Industria de Cabluri din Bratislava, cum și tipurile noi de cabluri telefonice realizate în uzinele cehoslovace (Kablo-Bratislava, Kablo-Kladno și Kablo-Deczin).

Mai multe referate au relevat importanța acțiunii corosive a solului asupra cablurilor subterane de forță și telecomunicații. S-a subliniat că pentru reducerea la minimum a influenței corosive a agenților chimici din sol este necesar să se facă în continuare studii la îmbătrînire a materialelor plastice și a elastomerilor sintetici.

Experiența uzinelor de cabluri din Cehoslovacia în obținerea cablurilor de forță și de telecomunicații izolate cu materiale plastice, cu caracteristici superioare, a fost de asemenea prezentată. În această direcție s-a insistat îndeosebi asupra următoarelor aspecte :

— integrarea preparării materialelor plastice pentru industria de cabluri direct în uzinele producătoare de cabluri ;

— rolul laboratoarelor de cercetare uzinale și colaborarea acestora cu institutele de cercetări ;

— importanța folosirii instalațiilor de extruziune automate la izolarea cu materiale plastice a cablurilor de forță și telecomunicații ;

— influența tehnologiei de preparare a granulelor de materiale plastice și a elastomerilor sintetici asupra caracteristicilor fizico-electrice ale cablurilor și conductoarelor electrice.

În cadrul sesiunii a fost organizată o vizită la Institutul de Cercetare al Industriei de Cabluri din Bratislava. Vizita a prilejuit cunoașterea unor aspecte de organizare a laboratoarelor, a activității grupelor de cercetare și a bazei materiale existente în dotația acestui institut.

Ing. C. Cruceru

CZ 061.3.CEI : 621.316.93

Reuniunea Comitetului CEI 32 la București

În intervalul 26 septembrie — 1 octombrie 1966 a avut loc la București reuniunea Comitetului CEI 32 (Siguranțe fuzibile) cu cele două subcomitete ale sale : 32 A (Siguranțe fuzibile de înaltă tensiune) și 32 B (Siguranțe fuzibile de joasă tensiune). Reuniunea s-a ținut în localul Casei universitarilor. Au participat 46 delegați din 12 țări. În ședința de deschidere a fost ales noul președinte al Comitetului în persoana lui E. Jacks.

În cadrul Comitetului 32 reunit s-a analizat documentul 32 (Secretariat) 108 referitor la definiția, cum și prezentarea standardizată a caracteristicii timp-curent.

În cadrul subcomitetului 32 A s-a analizat documentul 32 A (Secretariat) 11 : Proiect de recomandări pentru siguranțe fuzibile de înaltă tensiune limitatoare. Ca în orice document CEI, fiecărui parametru definit îi corespunde o metodă de încercare necesară verificării parametrului. Totuși, pentru stabilirea factorului de putere la încercarea capacității de rupere a siguranțelor fuzibile ($\cos \varphi = 0{,}15$; 0,4 ; 0,6), majoritatea delegaților nu au acceptat metodele utilizate la încercarea întreruptoarelor, redactate de Comitetul CEI 17, rămînînd ca fiecare constructor să utilizeze propria sa metodă.

Documentul 32 A (Secretariat) 12 : Proiect de recomandări pentru siguranțe fuzibile de înaltă tensiune cu expulzie și similare nu a mai fost examinat în plenul subcomitetului, deși, inițial, a fost trecut pe agendă, din cauza lipsei de timp. Este de remarcat că acest document nu interesează majoritatea țărilor europene, deoarece acestea nu construiesc siguranțe fuzibile nelimitatoare. Documentul menționat urmează să fie discutat la următoarea reuniune a Comitetului.

În cadrul Comitetului 32 B s-au analizat documentele 32 B (Secretariat) 9 : Condiții generale, cap. I—VII și 32 B (Secretariat) 10 : Condiții generale pentru siguranțe fuzibile cu mare putere de rupere. Au fost acceptate sugestii pentru modificarea limitelor de încălzire la bornele siguranțelor de la 55 la 70°C. S-a acceptat, de asemenea, ca să se considere drept criteriu pentru aprecierea selectivității mărimea I^2T. În ședința de închidere a lucrărilor subcomitetului 32 B s-a propus ca la următoarea reuniune să se discute documentele 32 B (Secretariat) 5 și 12 privind dimensiuni și caracteristici.

Următoarea reuniune a Comitetului 32 urmează să aibă loc la Praga, în intervalul 11—25 iulie 1967, în cadrul reuniunii generale anuale CEI.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil ; ing. V. Bunea ; ing. V. Ciofu ; prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu ; ing. Șt. Grosu ; prof. doc. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. Lazaride ; conf. ing. D. F. Lăzăroiu ; ing. M. Opaschi ; ing. A. Popa ; prof. ing. Cristiana Popescu ; ing. Vl. Popovici ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Răduleț ; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA" organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament : Publicațiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri ; lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul : Intreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23—25, București, c. 4121.
Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41 400

Tematica revistei „Electrotehnica" pe anul 1967

1. ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

1.1. Metode noi de calcul. Introducerea metodelor noi de calcul în electrotehnică: calculul matricial, transformări funcţionale Laplace, Fourier, calculul logic, numeric, probabilistic.
1.2. Maşini de calcul electronice, analogice şi cifrice. Adaptarea lor în problemele specifice. Principiile de funcţionare a maşinilor electronice de calcul.
1.3. Semiconductoare. Stabilirea structurilor. Soluţiile constructive şi tehnologice de fabricaţie a celulelor din Se şi Si. Construcţia şi aplicaţiile generatoarelor Hall în măsurători electrice pentru măsurarea curenţilor mari.
1.4. Pile termoelectrice. Aplicaţii moderne ale efectului Peltier.
1.5. Teoria generală a plasmei şi domeniile de utilizare în ştiinţă şi tehnică. Utilizarea plasmei în tehnologie.

2. INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

2.1. Asimilarea bazată pe cercetări de serii unitare moderne cu parametrii ridicaţi în fabricaţia curentă. Calcule tehnico-economice privind asimilarea şi producţia. Proiectarea şi construcţia elementelor seriei, stabilirea unei tehnologii moderne de fabricaţie.
2.2. Îmbunătăţirea calităţii produselor prin organizarea ştiinţifică a muncii, optimizarea proceselor de producţie, controlul eficace al calităţii materialelor şi al procesului de fabricaţie, cu aplicaţii în domeniul echipamentului electric.
2.3. Introducerea mecanizării şi automatizării în procesele tehnologice ale producţiei cu scopul ridicării productivităţii muncii.
Linii automate de prelucrat repere de serie.
2.4. Fabricaţia în mare serie a bunurilor de larg consum electrotehnice: răcitoare şi încălzitoare electrice, fiare de călcat, ventilatoare, aspiratoare de praf etc.
2.5. Construcţii de uzine electrotehnice (soluţii constructive, fluxuri tehnologice etc.).

3. MAŞINI ELECTRICE

3.1. Ventilaţia maşinilor. Stabilirea caracteristicilor ventilatoarelor radiale şi axiale, a rezistenţei aerodinamice. Activarea răcirii prin ventilaţie. Îmbunătăţirea răcirii cu apă, cu ulei. Metode de calcul şi experimentări pentru reducerea gabaritelor şi greutăţii specifice.
3.2. Vibraţia şi zgomotul maşinilor. Elaborarea unor metode de măsurare, stabilirea de măsuri pentru reducerea vibraţiilor şi a zgomotului produs. Propuneri pentru maşinile de pe vehicule, maşinile de birou şi din gospodării.
3.3. Reproiectarea unor serii unitare de maşini pentru reducerea consumului de materiale şi scăderea preţului de cost la performanţe ridicate.
3.4. Elaborarea, proiectarea, tehnologia şi fabricaţia seriilor unitare de maşini asincrone, cu parametri superiori şi consum redus de material activ. Serie unitară de maşini mari asincrone de 100—1 000 kW. Compararea economică a soluţiilor.
3.5. Maşini electrice speciale. Construcţia generatoarelor de medie frecvenţă. Construcţia şi funcţionarea maşinilor de sudură speciale. Maşini cu înfăşurări imprimate. Micromaşini.
3.6. Reglajul automat al tensiunii generatoarelor sincrone. Metode şi scheme de reglare cu şi fără excitatoare. Excitarea statică cu redresoare. Automatizarea reglării.
3.7. Maşini electrice cu regim greu de funcţionare. Dimensionarea şi construcţia maşinilor cu porniri şi inversiuni frecvente, cu aplicaţii în industria extractivă, metalurgică, la maşini de ridicat etc.
3.8. Îmbunătăţirea caracteristicilor de funcţionare a maşinilor electrice. Caracteristici mecanice corespunzătoare sistemelor de acţionare. Eliminarea factorilor ce limitează buna funcţionare sau domeniul de reglaj. Obţinerea unui randament optim de exploatare.

4. TRANSFORMATOARE ŞI REDRESOARE

4.1. Răcirea transformatoarelor mari. Forţarea răcirii cu aer şi cu ulei. Construcţia răcitoarelor cu randament mare. Reducerea greutăţii, volumului specific şi a preţului de cost.
4.2. Seria unitară de transformatoare cu bobinaj de aluminiu. Principii de dimensionare optimă. Calcule tehnico-economice.
4.3. Performanţele şi indicii transformatoarelor cu tole texturate.
4.4. Coordonarea şi reducerea degresivă a izolaţiei. Scăderea nivelului de izolaţie internă. Calcule tehnico-economice, reducerea preţului de cost a izolaţiei.
4.5. Stabilitatea transformatoarelor la scurtcircuit şi la impulsuri de tensiune. Dispozitive şi metode de măsurare.
4.6. Transformatoare speciale: uscate, antideflagrante, antiexplozive. Transformatoare de încercare la înaltă tensiune. Metode de proiectare, experimentări pe modele. Calcule economice.
4.7. Redresorul cu siliciu simplu şi comandat. Performanţe, fabricare, experimentări. Reducerea masei şi volumului în comparaţie cu redresorii termoionici.
4.8. Redresorul cu carbură de siliciu. Proprietăţi.
4.9. Utilizarea redresoarelor cu semiconductoare: în scheme de autoexcitaţie a maşinilor sincrone, în schemele cu amplificatoare magnetice, la agregatele de sudură, la locomotivele electrice. Parametri, scheme funcţionale, randament, economicitate.

5. MATERIALE ELECTROTEHNICE

5.1. Aluminiul ca înlocuitor al cuprului în electrotehnică. Aliaje din Al turnate, cu conductibilitate termică mare.
5.2. Aliaje rezistive. Posibilităţile de fabricare în ţară. Proprietăţi, utilizare, aplicaţii.
5.3. Proprietăţile şi tehnologia prelucrării tolei laminate la rece. Construcţia modernă a miezurilor magnetice.
5.4. Cabluri şi conductoare izolate. Tehnologie. Proprietăţi. Construcţii.
5.5. Izolanţi superiori. Mică, micabandă, micafoliu. Materiale plastice noi. Bachelite, polietilene, poliamide. Răşini şi lacuri din material sintetic. Elaborarea, tehnologia, proprietăţile şi utilizările materialelor siliconice, epoxidice, poliesterice etc. Proprietăţi, aplicaţii, economii.
5.6. Turnarea în răşini epoxidice a bobinajelor şi izolatoarelor. Reducerea preţului de cost.
5.7. Izolatoare. Izolatoare-clopot din sticlă călită. Performanţe, economice în comparaţie cu izolatoarele din porţelan. Izolatoare de trecere de înaltă tensiune.
5.8. Uleiul izolant. Determinarea caracteristicilor. Stabilitatea uleiurilor în condiţii de exploatare.

6. ECHIPAMENTUL REŢELELOR ELECTRICE

6.1. Staţii şi posturi cu celule prefabricate de distribuţie interioară cu aparataj unificat. Uşurinţa montării şi punerii în funcţiune. Economicitate.
6.2. Normalizarea unui sistem de panouri de joasă tensiune. Dimensionări, gabarite şi asigurarea interşanjabilităţii.
6.3. Contactoare moderne. Studii şi experimentări privind cinematica şi comportarea la solicitări de durată. Uzura electrică a contactelor. Uzura mecanică. Comportarea la inversări dese.
6.4. Condensatoare. Soluţii constructive noi. Comportarea în exploatare.
6.5. Intreruptoare de înaltă tensiune. Performanţele camerelor de stingere elementare. Conexiunea şi compunerea din elemente. Comparaţia tipului cu ulei puţin şi cu aer comprimat. Comportarea în reţea. Stabilitatea faţă de solicitări speciale. Deconectarea defectului kilometric a liniilor lungi a capacităţilor şi inductanţelor. Încercarea întreruptoarelor la putere de rupere, metode sintetice de încercare.
6.6. Serii unitare de siguranţe fuzibile: cu buşon, rapide şi cu întîrziere. Dimensionarea fuzibilului. Calculul încălzirii, experimentări asupra încălzirii.

6.7. Descărcătoare cu rezistenţă variabilă cu suflaj magnetic. Teoria şi eficacitatea suflajului magnetic. Elaborarea de construcţii noi cu performanţe superioare. Încercări pe modele.

6.8. Regulatoare de putere şi frecvenţă în sisteme electrice. Studiul teoretic al comportării la transfer, constante de timp. Confirmări experimentale, propuneri pentru asimilări şi pentru îmbunătăţirea exploatării. Reglajul tensiunii şi curentului cu simplificatoare magnetice cu aplicaţii la alimentări cu tensiune constantă, la motoare sincrone, la agregate de alimentare a unor instalaţii speciale cu filtrele electrostatice etc.

7. MĂSURĂRI ELECTRICE

7.1. Oscilografe. Descrierea funcţionării, aplicaţii speciale la înregistrarea fenomenelor tranzitorii rapide.

7.2. Sonde Hall pentru măsurarea curenţilor, puterii etc. Scheme şi dispozitive. Precizia măsurărilor.

7.3. Principiile de funcţionare şi utilizare ale aparatelor numerice de măsură (voltmetru, frecvenţmetru etc.).

7.4. Măsurarea variaţiei cuplului maşinilor asincrone la pornire, frînare, reglare.

8. UTILIZĂRI ELECTROTEHNICE

8.1. Tracţiunea electrică şi Diesel electrică. Sistemul cu frecvenţă industrială în firul de cale. Scheme electrice. Echipament cu performanţe ridicate pentru reţelele electrice de tracţiune.

8.2. Acţionări electrice moderne, cu comandă automată statică (cu semiconductoare şi amplificatoare magnetice). Aplicaţii la maşinile de ridicat, la troliile sondelor petroliere etc.

8.3. Electrochimia. Electroliza industrială. Instalaţii de alimentare cu curent continuu. Acumulatoare cu Pb şi cu NiFe. Microacumulatoare, construcţii noi şi performanţe.

8.4. Electrocăldura. Aparate electrotermice casnice, construcţii moderne şi performanţe. Cuptoare electrice, tipuri moderne. Funcţionare şi reglare automată. Electrocăldura în industrie.

8.5. Iluminatul electric modern cu lămpi fluorescente. Scheme pentru conectarea şi gruparea tuburilor. Calculul iluminatului de interior şi exterior.

8.6. Aparate electrocasnice.

9. PROBLEME DE PROTECŢIA MUNCII

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.13.025.13—523.8

Pflumm, H. **Punerea în funcţiune şi oprirea motoarelor asincrone mici fără contact.** In : Elektronik **15**, nr. 3, martie 1966, p. 71—73, 3 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.32.001.1+24 : 681.14—523.8

Reicke, H. şi *Glöckner, G.* **Proiectarea economică a maşinilor pol-sinerone, folosind un calculator numeric.** In : Elektrie **20**, nr. 5, mai 1966, p. 203—205, 3 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.313.333.001.5

Habiger, E. **Utilizarea maşinilor Ferraris pentru măsurarea curbelor staţionare şi nestaţionare de turaţie - cuplu a motoarelor asinerone.** In : Elektrie **20**, nr. 3, martie 1966, p. 105—107, 5 fig., 1 tab., 13 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2.018.4

Fişcher, H. J. **Contribuţii la comportarea în funcţiune a motoarelor asinerone la frecvenţe primare variabile.** In : Elektrie **20**, nr. 5, mai 1966, p. 205—208, 7 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.214.076.2

Zollenkopf, K. **Reglajul optimal al transformatoarelor regulatoare.** In : Electrotech. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 12, 10 iunie 1966, p. 394—399, 9 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.63 : 311.214

Ackmann, S. **Încercări de protecţie asupra elementelor de redresoare din seleniu şi siliciu.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 11, 3 ian 1966, p. 400—406, 5 fig., 1 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

3Z 621.315.592.9 : 621.315.616.96

Umbrecht, H. **Materiale plastice, conductibile şi semiconductoare din materiale plastice.** In : Automatik **11**, nr. 3, martie 1966, p. 89—91.

CZ 621.315.617.4.001.45

Fröndl, D. **Metoda de încercare pentru caracterizarea rezistenţei termice a lacurilor de impregnare la bobine şi a lacurilor de acoperire pentru izolare electrică.** In : Elektrie **20**, nr. 5, mai 1966, p. 190—192, 4 fig., 3 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.315.62 : 333.3.022.1/6 : 666.593

Singer, E. **Materiale ceramice şi procedeu de prepararea pastei.** In : Electrotech. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 12, 17 iunie 1966, p. 431—435, 6 fig.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.363

Schiek, W. **Interblocare în posturile de distribuţie electrică.** In : Elektroteh. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 12, 17 iunie 1966, p. 425—431, 5 fig., 5 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.37.027.8 : 614.842.612 : 614.825

Möller, K. şi *Walter, A.* **Jet de apă de extracţie în instalaţiile de înaltă tensiune.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 11, 3 iunie 1964, p. 393—399, 9 fig., 1 tab., 10 ref. bibl.

CZASZAGOSZKOMITET ... DOKUMENTACJI ... 1883

Z 621.316.9 VDE : 621.317.7—523.8

Klein, E. P. **Măsuri de protecţie VDE pentru instrumente de măsură electronice.** In : Elektronik **15**, nr. 4, aprilie 1966, p. 97—101, 9 fig.

CZ 621.316.925 : 621.382.233

Deeping, F. **Un limitator de tensiune mecano-electronic.** In : Elektronik **15**, nr. 6, iunie 1966, p. 187—189, 2 fig.

CZ 621.316.99

Feist, K. H. **Dimensionarea optimală a instalaţiilor de punere la pămînt.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 11, 27 mai 1966, p. 376—380, 7 fig., 2 tab., 6 ref. bibl.

CZ 321.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.34 : 681.14—523.8 : 621.398 : 621.316

Dhen, W. **Tratarea automată a informaţiilor în posturile directoare de reţele.** In : Electrotech. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 12, 10 iunie 1966, p. 389—393, 8 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.317.382

Bartok, W. **Folosirea wattmetrilor cu un factor de putere mic (cos φ) pentru deflecţia finală.** In : Conti Elektro-Ber., **12**, nr. 2, aprilie—iunie 1966, p. 133—136, 9 fig., 3 tab., 14 ref. bibl.

CZ 621.317. 39 : 531.7 : 681.26

Gast, Th. **Microcîntărire electrică cu ajutorul circuitelor de reglare cu frecvenţe purtătoare.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 9, 29 aprilie 1966, p. 289—292, 7 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.317. 39 : 681.125

Wesp. A. **Măsurarea cantităţii de căldură, metodă electrică şi mecanică.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 9, 29 aprilie 1966, p. 293—296, 7 fig.

CZ 621.317.75.087.6

Sima, H. **Oscilografe cu raze lichide.** In : Elektronik **15**, nr. 6, iunie 1966, p. 179—182, 11 fig.

CZ 621.317.761.083.722 : 621.374

Dornbusch. D. **Un frecvenţmetru funcţionînd după principiul digital.** In : Elektronik **15**, nr. 5, mai 1966, p. 143—146, 12 fig.

CZ 621.317.799 : 311.21 : 656.1

Kuntz, W. şi *Martin, H.* **Aparat pentru exploatarea măsurilor statistice relative la trafic.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 11, 3 iunie 1966, p. 406—409, 3 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.319 CONDENSATOARE

CZ 621.319.4—181.4

* * * **Condensatoare miniatură din ceramică în formă de disc.** In : Electronics **39**, nr. 2, ian 1966, p. 148.

CZ 621.319.72

Jacottet, P. **Cîmpul electric al electrodului toroidal.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 9, 29 aprilie 1966, p. 306—310, 7 fig., 13 ref. bibl.

CONTENTS

DC 621.384 : 538.1 : 537.56

Nicolaide, A.: **Plasma and magnetohydrodinamical conversion.**

Electrotehnica 15, nr. 1, jan 1967, p. 1—16

The author shows the fundamental elements of the study concerning the plasma production and the electrical power in the MHD generators. The two production modes of the plasma are analysed, the equilibrated and nonequilibrated ionization. The equilibrated ionization is obtained by the heating of the gas ; in this case the electron temperature is equal with the temperature of the gas. The nonequilibrated ionization is obtained by the action of an electric field ; in this case the electron temperature is superior than the temperature of the gas. Then, is analysed the principle of those two conversion modes — by collision and by gyration, pointing out their characteristics.

DC 621.315.614.64 + 621.315.616.96.017.75

Licâ, V. : **Electroinsulating stratified thermorigid materials on paper and synthetic resin.**

Electrotehnica 15, nr. 1, jan 1967, p. 16—23

Are presented the principal stratified materials like „pertinax", from the point of view of the dielectric and physic-chemical characteristics and from the point of view of the work technology.

DC 621.316.564.064.32

Tănăsescu, Fl., Herşcovici, B. and *Preda, M.* : **The determination of the breaking capacity of some Rumanian prototypes of load separating switches with flat chambers for medium voltage.**

Electrotehnica 15, nr. 1, jan 1967, p. 23—33

Are presented the results obtained in the determination of the breaking capacity of some prototypes of load separating switches of 10 kV—400 A and 20 kV—200 A, realized in the Socialist Republic of Rumania and tested in the electrical network and in the station of the Institute. After a brief description of emploied schemes and of specific problems of the determination of the breaking capacity of load separating switches, are presented the most significant results obtained in the circuits of cosine $\varphi \geq 0{,}7$ or with inductive cosine φ till 0,2. The interesting results obtained in the disconnection of some resistive and inductive currents open new perspectives for the application of these apparati which before long will be usually produced.

DC 538.632 : 538.313

De Sabata, I. : **The electric field of Hall's converters placed in variable magnetic fields.**

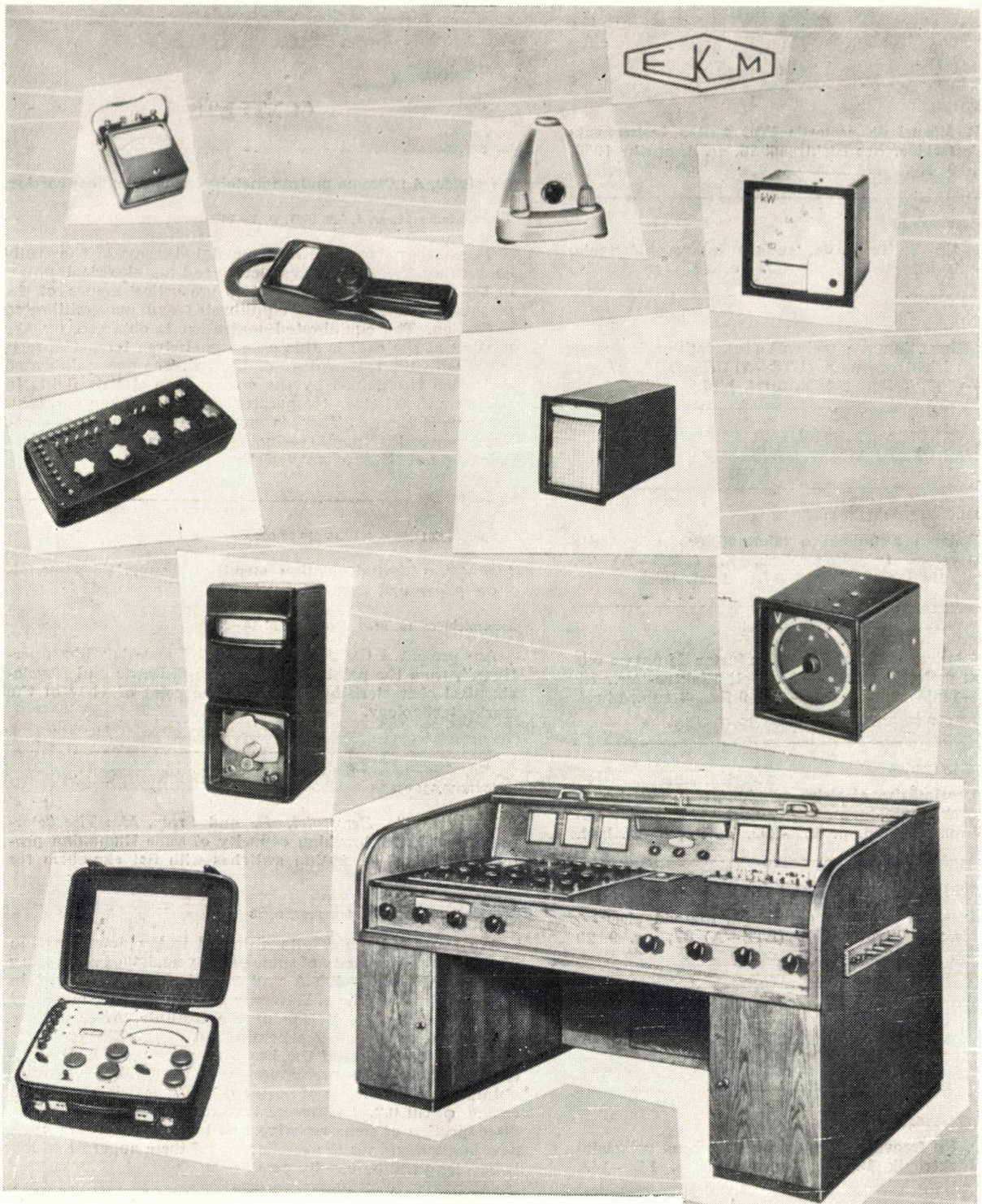
Electrotehnica 15, nr. 1, jan 1967, p. 33—40

The author presents a macroscopic theory of the field for the effect of Hall from the plates of the semiconductors transversely placed in variable but homogene magnetic fields. Are established the conditions of the existence of Hall's field and the equations are integrated for different types of converters which are met in technical applications.

NOTE 40

ABSTRACTS 40—24

CHRONICLE 43—44



Instrumente de măsură electrice şi termice pentru măsurări în uzine şi laboratoare

Instrumente pentru tablouri de comandă, aparate de măsură portabile de mare precizie, ampermetre, voltmetre şi wattmetre, punţi de măsură de mare precizie, aparate universale, regulatoare de temperatură, aparate de înregistrat temperatura, compensatoare termice elemente termice şi termometre de rezistenţă

METRIMPEX

Intreprindere ungară pentru comerţ exterior, pentru produsele industriei de instrumente

Adresa: Budapest 62, Postfach 202 — Ungaria
TELEX: INSTRUMENT BUDAPEST

METRIMPEX
M
BUDAPEST

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY

BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ

BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR

BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

FERNRUF: 14.75.35

M.I.C.M.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

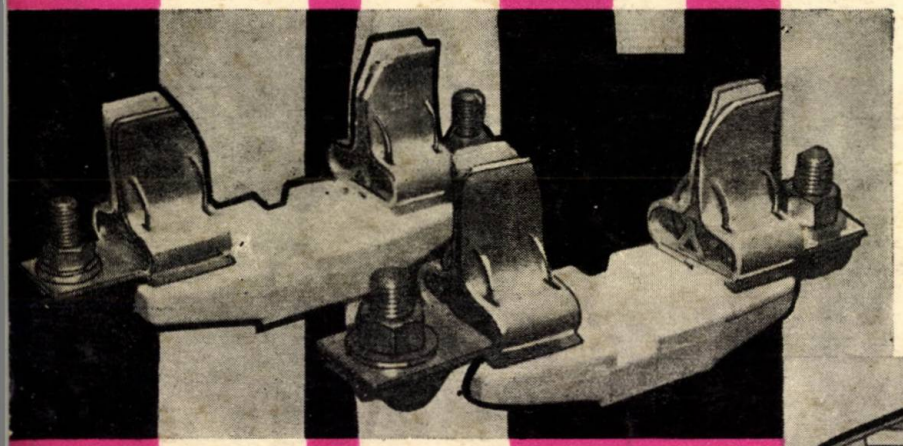
1967 APR 26

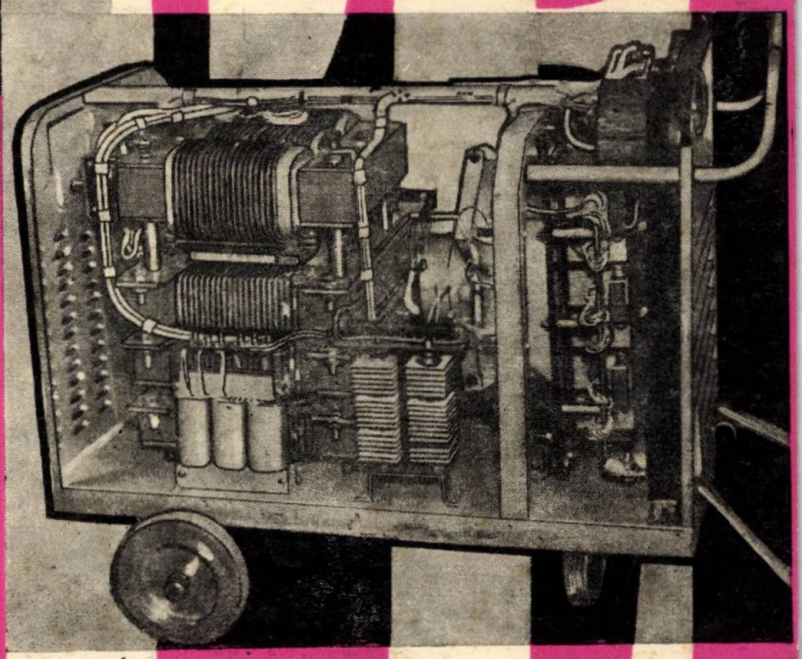
Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'Industrie Électrotechnique





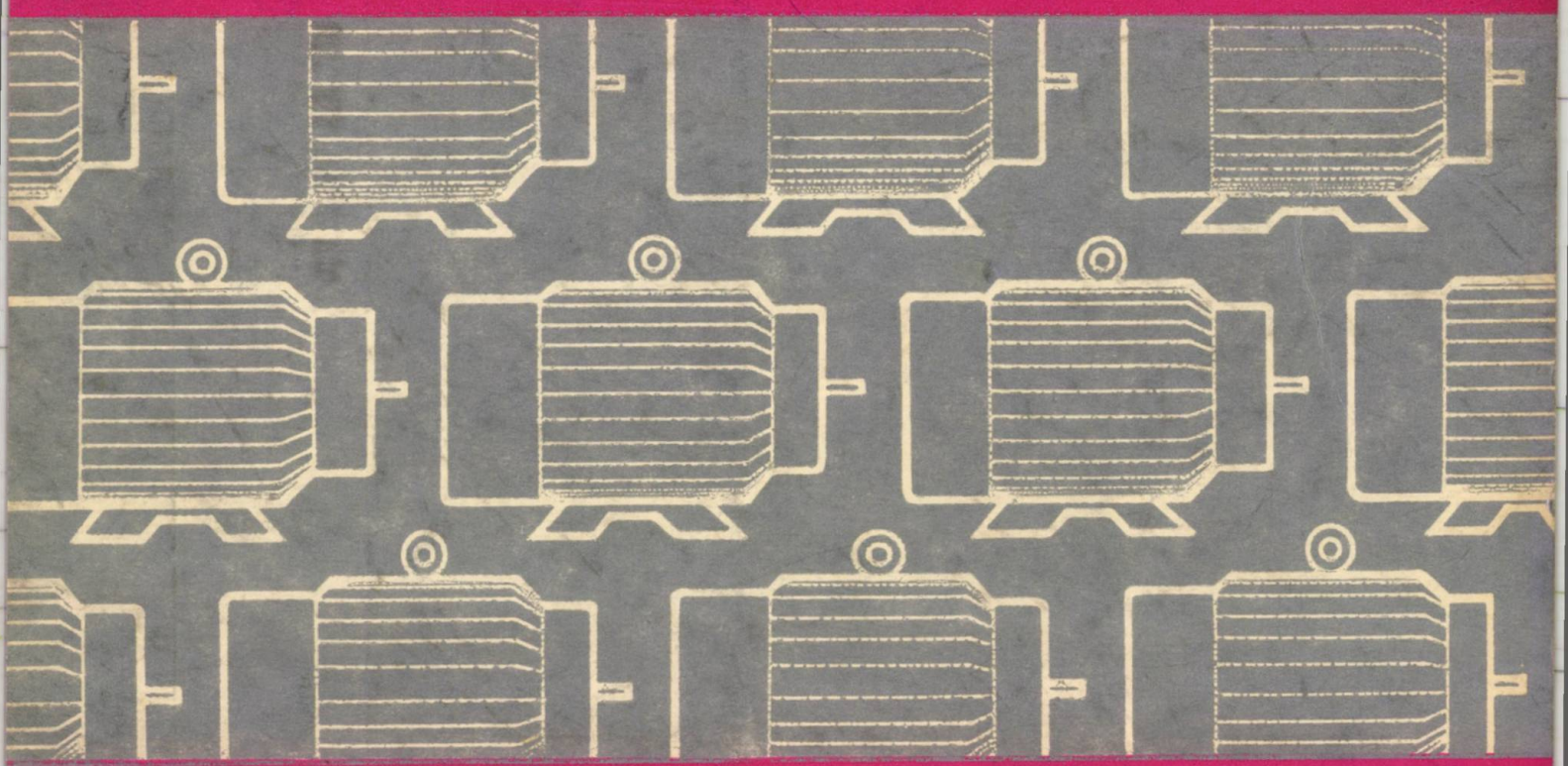
PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZARII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

E 2040

REFERÁLVA

ELECTROTEHNICA



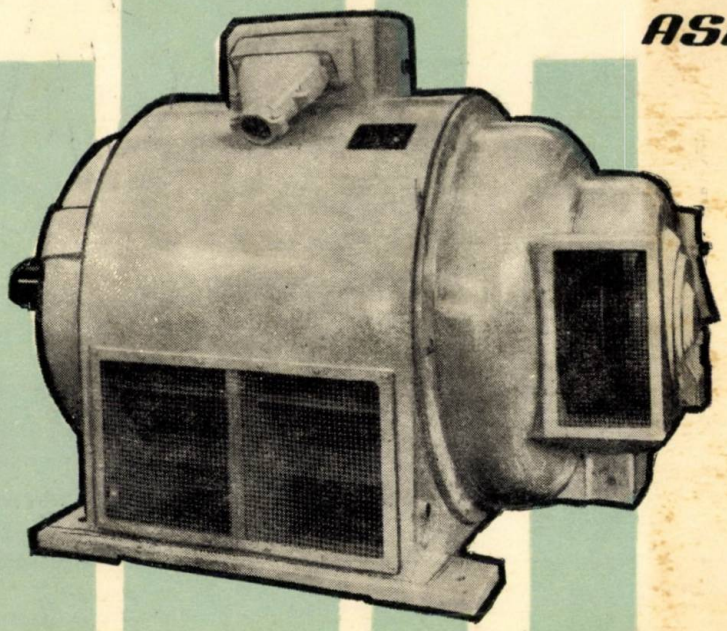
ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 15 ● Nr. 2 ● FEBRUARIE 1967

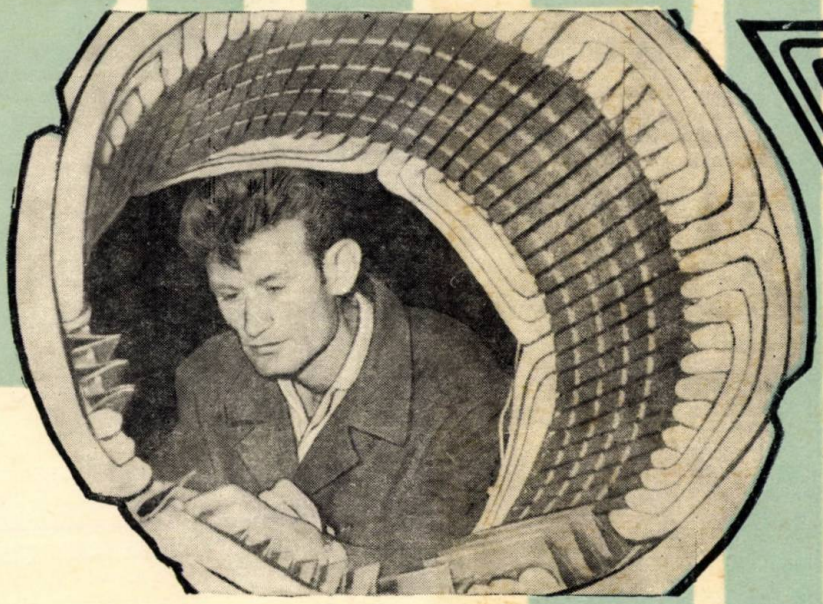
2

pentru orice fel de acționare electrică cu putere necesară peste 100 kW găsiți motorul potrivit

MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE ȘI SINCRONE

în scurtcircuit și cu inele
100-1000 kW , 500-1500 rot/min
normale , protejate ,
antigrizutoase , antiexplozive





fabrică

UZINELE
ELECTROPUTERE CRAIOVA

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 15 Nr. 2, p. 45—84 februarie 1967

CUPRINS

CZ 538.541 :621.3.018.44

Cupșa, A.: **Curenți variabili în conductoare feromagnetice neliniare.**

Electrotehnica **15**, nr. 2, febr 1967, p. 45—55

Se face o sintetizare a lucrărilor tratînd stadiul actual privind soluțiile problemelor de curenți variabili în medii feromagnetice omogene neliniare. Sînt analizate un număr de 65 lucrări considerate de autor că acoperă principalele direcții studiate. Se analizează astfel obiectivele atacate, ipotezele simplificatoare adoptate, cum și procedeele matematice folosite. În acest sens, o atenție specială este acordată descrierii metodei diferențelor finite, care poate soluționa astfel de probleme, fără ipoteze simplificatoare și care, după părerea autorului, va avea în viitor aplicații largi.

CZ 621.372.44 :511.24

Semlyén, A.: **Unele probleme ale folosirii calculului cu mărimi complexe la circuite de derivare neliniare.**

Electrotehnica **15**, nr. 2, febr 1967, p. 55—59

Se analizează posibilitatea aplicării calculului cu mărimi complexe la studiul circuitelor de derivare neliniare. Se pune problema armonicilor și a caracterului neanalitic al funcțiilor de variabilă complexă. Se dă, de asemenea, și explicația unor defazări ce apar într-o schemă cu rezistențe pure, neliniare.

CZ 621.313.333.2.017.3

Drăgănescu, O. și *Galbenu, Gh.*: **Separarea componentelor pierderilor suplimentare la mers în gol la mașina asincronă cu rotorul în colivie.**

Electrotehnica **15**, nr. 2, febr 1967, p. 59—65

Se prezintă rezultatele încercărilor experimentale efectuate asupra unor anumite tipuri de motoare asincrone, urmărind separarea pierderilor suplimentare la mers în gol. Din analiza efectuată rezultă că la motoarele studiate, înclinarea crestăturilor rotorice a determinat apariția unor pierderi suplimentare în gol, procentual mari. Îndreptarea crestăturilor rotorice a micșorat aceste pierderi și, de asemenea, pierderile în sarcină.

CZ 621.352.32.015.1

Gavrilă, I. și *Ionașcu, N.*: **Studiul variației tensiunii electromotoare a elementelor Leclanché și Grenet iradiate cu ultrasunete.**

Electrotehnica **15**, nr. 2, febr 1967, p. 65—69

S-au studiat modificările care apar la t.e.m. a elementelor Leclanché și Grenet, în urma iradierii ultrasonice cu un generator de 1 MHz a soluțiilor componente. S-au efectuat măsurări ale t.e.m. pentru iradierea ultrasonică a soluțiilor timp de 6 și 9 minute, la puteri diferite. S-a constatat o creștere a t.e.m. de la borne, care depinde atît de timpul de iradiere, cît și de puterea ultrasonică. S-a constatat că la puteri ultrasonice mai mari apare o t.e.m. suplimentară, care se menține mai ridicată și în condiții de scurtcircuitare, pentru timp îndelungat. Se interpretează rezultatele.

CZ 621.365.9 :621.791.89

Nichici, A.: **Studiul procesului de generare a impulsurilor la prelucrarea cu scîntei electrice cu electrod oscilant.**

Electrotehnica **15**, nr. 2, febr 1967, p. 69—75

Lucrarea reprezintă o rezolvare teoretică a problemei legilor de variație a numărului și caracteristicilor descărcărilor electrice amorsate între catod și anod în procesul prelucrării cu scîntei electrice cu electrod oscilant, în cazul utilizării unui generator de impulsuri de relaxare RC și a unui vibrator electromagnetic de curent alternativ.

RECENZII ● REFERATE ● CRONICĂ ● SCURTE ȘTIRI

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU ; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. M. OPASCHI ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament : Publicațiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Intreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23 — 25, București. c. 4238.
Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 538.541 :621.3.018.44

Купша, А.: **Переменные токи в нелинейных ферромагнитных проводах.**

Electrotehnica 15, nr. 2, февр. 1967, стр. 45–55

Приведен синтез работ, касающихся настоящей стадии решений проблемы переменных токов в ферромагнетической гомогенной нелинейной среде. Анализируетсм 65 работ, рассматриваемых автором как основные исследованные направления. Итак, проводится анализ изучаемых объектов, применяемых упрощенных гипотез и математических методов. В этом смысле особое значение уделяется описанию метода конечной разности, который может решать такого рода проблемы без упрощенной гипотезы, и для которого, по мнению автора, предвидится в будущем широкое применение.

ДК 621.372.44 :511.24

Шемлйен, А.: **К вопросу об применении вычисления комплексных величин в нелинейных целях.**

Electrotehnica 15, nr. 2, февр. 1967, стр. 55–59

Анализируется возможность применения вычисления комплексных величин в изучении нелинейных от ет-вленных цепей. Ставится вопрос гармоник и неаналитического характера функций комплексной переменной. Дается также объяснение сдвигов фаз, возникающих в схеме с нелинейнымм чисто активными сопротивлениями.

ДК 621.313.333.2. 017.3

Дрэгнеску, О. и *Галбену, Г.*: **Определение компонентов дополнительных потерь при холостом ходе на асинхронных машинах с ротором с „беличьей клеткой".**

Electrotehnica 15, nr. 2, февр. 1967, стр. 59–65

Приведены результаты экспериментальных испытаний, проведенных на различных типах асинхронных двигателей, наблюдая за сепарацией дополнительных потерь при холостом ходе. Из проведенного анализа выявлено, что на исследованных двигателях наклон роторных прорезей вызвал значительные дополнительные потери холостого хода. Выпрямление роторных прорезей уменьшило эти потери, а также и потери в нагрузке.

ДК 621.352.32.015.1

Гаврилэ, И. и *Ионашку, Н.*: **Изучение вариаций электродвижущей силы элементов Лекланше и Грене, с ультразвуковой иррадиацией.**

Electrotehnica 15, nr. 2 февр. 1967, стр 65–69

Исследованы изменения, возникающие при электродвижущих силах элементов Лекланше и Грене, вследствие ультразвуковых иррадиаций с генератором в 1 мгцц, для составных решений. Были приведены измерения электродвижущей силы для ультразвуковой иррадиации решений времени, 6 и 9 минут, при различных мощностях. Было установлено увеличение электродвижущей силы от зажимов, зависящее как от времени, так и от ультразвуковой мощности. Установлено также, что при более высокой ультразвуковой мощности появляется дополнительная электродвижущая сила, которая поддерживается повышенной и в условиях замыкания накоротко, на продолжительное время. Рассматриваются результатаы.

ДК 621.365.9 :621.791.89

Никич, А.: **Изучение процесса генерирования импульсов при обработке электрической искрой с колебательным электродом.**

Electrotehnica 15, nr. 2, февр. 1967, стр 69–75

Работа представляет собой теоретическое решение закона вариации количества и характеристик электрических разрядов, амортизированных между катодом и анодом в процессе обрадотки электроискрой с колебательным электродом, в случае применения импульсного релаксационного генератора РС и электромагнитного вариатора переменного тока.

РЕПЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ ● ХРОНИКА ● КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 538.541 :621.3.018.44

Cupşa, A. : **Veränderliche Ströme in ferromagnetischen nichtlinearen Leitern.**

Electrotehnica 15, H 3, Febr. 1967, S. 45–55

Es wird eine Synthese der Arbeiten vorgenommen, welche den jetzigen Stand der Problemlösungen bzgl. der veränderlichen Ströme in homogenen nichtlinearen ferromagnetischen Medien betreffen. Untersucht werden 65 Arbeiten, die der Autor als bezeichnend für die verschiedenen behandelten Richtungen betrachtet. Man behandelt die betreffenden Themen, die verwendeten vereinfachenden Hypothesen, sowie die entsprechenden mathematischen Verfahren. Diesbezüglich widmet man eine besondere Aufmerksamkeit der Beschreibung der Methode begrenzter Differenzen, welche solche Probleme ohne vereinfachende Hypothesen lösen kann und welcher nach Ansicht des Autors, weitgehende Anwendungen in der Zukunft zustehen.

DK 621.372.44 : 511.24

Semlyén, A. : **Einige Probleme bzgl. Anwendung der Berechnung mit komplexen Grössen bei nichtlinearen Anzweigstromkreisen.**

Electrotehnica 15, H. 2, Febr. 1967, S. 55–59

Man untersucht die Möglichkeit der Anwendung der Berechnung mit komplexen Grössen beim Studium von nichtlinearen Abzweigstromkreisen. Man stellt das Problem der Harmonischen und des nicht-analytischen Charakters der Funktionen von komplexen Veränderlichen. Man erklärt zugleich auch gewisse Phasenabweichungen, die in einem Schema mit reinen, nichtlinearen Widerständen escheinen.

DK 621.313.333.2.017.3

Drăgănescu, O. und *Galbenu, Gh.* : **Die Trennung von Komponenten der Zusatzverluste im Leerlauf bei der Asynchronmaschine mit Käfigläufer.**

Electrotehnica 15, H. 2, Febr. 1967, S. 59–65

Man zeigt die Versuchsprüfungen, die mit gewissen Typen von Asynchronmotoren vorgenommen wurden und den Zweck hatten die zusätzlichen Leerlaufverluste zu trennen. Aus der durchgeführten Analyse ergibt sich dass bei den untersuchten Motoren, die Neigung der Rotornuten das Erscheinen gewisser, prozentuellgrosser Leerlaufzusatzverluste hervorrufen. Das Aufrichten der Rotornuten verminderte diese Verluste sowie auch die Verluste bei Belastung.

DK 621.352.32.015.1

Gavrilă, I. und *Ionaşcu, N.* : **Die Untersuchung der Aenderung der elektromotorischen Kraft bei den Lechlanché- und Grenetelementen. die mit Ultraschall bestrahlt werden.**

Electrotehnica 15, H. 2, Febr. 1967, S. 65–69

Es werden die Veränderungen untersucht, die bei der E.M.K. der Leclanché— und Grenetelementen erscheinen, wenn man deren Bestandlösungen mittels eines 1 MHz-Generators mit Ultraschall bestrahlt. E wurden Messungen der E.M.K. vorgenommen bei einer Ultraschallbestrahlung der Lösungen während 6 bzw. 9 Minuten bei verschiedenen Leistungen. Man stellte dabei eine Erhöhung der E.M.K. an den Klemmen fest. Diese ist sowohl von der Bestrahlungszeit als auch von der Ultraschalleistung abhängig. Ferner wurde festgestellt dass bei grösseren Ultraschalleistungen eine Zusatz E.M.K. auftritt, die auch im Kurzschlussfall längere Zeit höher bleibt. Schliesslich werden die Ergebnisse besprochen.

DK 621.365.9 :621.791.89

Nichici, A. : **Untersuchung des Erzeugungsvorganges von Impulsen beim Arbeiten mit elektrischen Funken und schwingender Elektrode.**

Electrotehnica 15, H. 2, Febr. 1967, S. 69–75

Die Arbeit enthält eine theoretische Lösung des Problems bzgl. der Zahl und der Eigenschaften der elektrischen Entladungen zwischen Kathode und Anode bei der Bearbeitung mit elektrischen Funken und schwingender Anode im Fall der Verwendung eines Relaxations-Impulsgenerators und eines elektromagnetischen Wechselstromvibrators.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 2 București, februarie 1967

Curenți variabili în conductoare feromagnetice neliniare

Adrian Cupșa * — București

CZ 538.541 : 621.3.018.44

Studiul curenților variabili** în conductoare masive a fost abordat încă de la sfîrșitul secolului trecut, în urma numeroaselor aplicații tehnice ale acestei probleme, care se cereau imperios a fi rezolvate. Sînt cunoscute în acest sens lucrările lui J. J. Thomson, A. Sommerfeld, F. Emde, M.J.O. Strutt etc., cum și un număr enorm de lucrări mai recente. Aproape fără excepție, aceste lucrări se referă la trei categorii de medii conductoare : omogene liniare (izotrope), feromagnetice neliniare omogene și feromagnetice neomogene. Chiar pentru medii liniare omogene, literatura tehnică oferă soluții analitice exacte pentru un număr relativ mic de cazuri simple. În ceea ce privește conductoarele feromagnetice, majoritatea lucrărilor — exceptînd unele despre care se va vorbi ulterior — sînt bazate pe ipoteze simplificatoare.

Numărul enorm de lucrări, care au apărut în ultimii 60—70 ani, tratînd probleme de curenți variabili în conductoare feromagnetice, se datorește faptului că o soluționare exactă a ecuațiilor diferențiale neliniare care apar s-a presupus a fi imposibilă. Din acest motiv, ipotezele simplificatoare adoptate și tehnica de calcul folosită (în funcție de obiectivul problemei și nenumăratele aplicații concrete ce există) au diversificat aceste lucrări într-un grad atît de mare, astfel încît un începător se va putea orienta foarte greu în acest labirint, deși — după cum se va vedea — obiectivele acestor lucrări sînt reduse ca număr.

Din lucrările referitoare la medii feromagnetice neliniare și omogene am reținut și am analizat un număr de 47 de lucrări menționate în bibliografie (celelalte se referă fie la aparatul matematic, fie exclusiv la verificări experimentale), considerînd că acestea pot prezenta principalele linii de cercetare elaborate pînă astăzi în literatura tehnică corespunzătoare.

Evident, că nu s-au examinat decît lucrările de bază, adică acelea care caută să soluționeze problemele de curenți variabili din punctul de vedere al bazelor electrotehnicii. Lucrările cu caracter concret (de exemplu : mașini electrice cu rotor masiv, frîne electromagnetice, relee și electromagneți cu circuit magnetic masiv etc.) sînt amintite sumar ([12], [13], [27], [38], [47]), deoarece, cu toată importanța lor, ele pot fi derivate din lucrările cu caracter general analizate în acest articol.

În lucrarea de față se caută să se sistematizeze vastul material existent, arătînd, în primul rînd, o clasificare (după mai multe criterii) a metodelor de rezolvare existente. În al doilea rînd se descriu șase dintre metodele folosite mai mult, insistîndu-se asupra celor numerice. La analiza fiecărei metode au fost considerate atît cele două elemente constitutive (ipotezele simplificatoare și procedeul efectiv de calcul), cît și obiectivul problemei rezolvate prin metoda respectivă. Totodată, se indică și limitele de aplicabilitate la fiecare caz în parte.

1. Clasificarea metodelor de rezolvare întîlnite

1.1. După ipotezele simplificatoare adoptate

Din acest punct de vedere deosebim :

— metode aproximative (cu ipoteze simplificatoare) ;

— metode fără nici un fel de ipoteze simplificatoare ;

— metode experimentale privind găsirea unor forme de undă și a variației locale a cîmpului magnetic.

1.2. După obiectivul lucrării

Probleme cu caracter global (integral) :

— calculul pierderilor în fier ;
— calculul unei impedanțe echivalente și al factorului de putere ;
} regim armonic permanent

— găsirea unei scheme echivalente cu parametri concentrați ;
— găsirea timpului de magnetizare a unei bare omogene.
} regim tranzitoriu

---

* Ing. *A. Cupșa* este asistent la Institutul politehnic Gheorghe Gheorghiu-Dej din București.

** Termen prin care se înțeleg probleme de efect pelicular și curenți turbionari.

Probleme cu caracter local (care cer metode mai precise):

- calculul formei de undă al unor mărimi;
- calculul variației locale al unor mărimi;
- calculul unor circuite magnetice masive ecranate, cu structură mai complicată.

} în regim armonic permanent, cum și în regim tranzitoriu

De precizat că ultima problemă (circuite magnetice ecranate) este tratată sumar sau incomplet în literatură.

În funcție de aceste obiective, lucrările pot fi clasificate ca în tabela 1.

Tabela 1

Regim armonic permanent												Regim tranzitoriu	Saturație
Calculul pierderilor				Calculul impedanței echivalente, factor de putere etc.				Calculul formelor de undă și al variației locale				Calculul timpului de magnetizare sau al unor forme de undă în bare simple	
plăci subțiri	plăci groase	bară circulară	bară dreptunghiulară	plăci subțiri	plăci groase (semispațiu	bară circulară	bară dreptunghiulară	plăci subțiri	plăci groase (semispațiu	bară circulară	bară dreptunghiulară		
	45			22				22 36	21		—		slabă
2	23 34 37 46	16			25 26 41 47	26	27	2	15 20	16		11, 19, 31 35, 41	puternică
1 8 3 6	32 39	4	42		40 28 29	40 28 29	13	7 8 9 36	3 40	4 8 9 14 40	7	—	oarecare

Lucrările privind atît stabilirea unor scheme echivalente în regim tranzitoriu, cît și circuitele magnetice complexe se referă la cazul liniar și de aceea nu au fost trecute în tabela 1.

1.3. După natura procedeelor de calcul

Deși procedeele efective de calcul pot fi grupate în trei clase (grafice, analitice, numerice), ele diferă mult și după regimul de funcționare. Deosebim:

— *regim armonic permanent* (fluxul magnetic total este sinusoidal sau cîmpul magnetic H pe suprafața conductorului este sinusoidal);

— *regim tranzitoriu* (de obicei problema de impact, adică de aplicare sau dispariție bruscă a unui cîmp excitator).

Diferența dintre aceste regimuri apare în primul rînd în punerea condițiilor inițiale, care nu există în c.a. permanent și deci problema este mai complicată (vezi § 2.6). Aceste diferențe vor fi mai ciare după descrierea principalelor metode la § 2. În general, există metode specifice fiecărui regim.

În cazul problemelor de curenți turbionari este util să precizăm că se obișnuiește să se ia în considerare două variante în fixarea condițiilor pe frontieră, după tipul de magnetizare adoptat. În figura 2 este reprezentată o placă subțire magnetizată cu o bobină avînd N spire, sistemul de referință și notațiile fiind cele indicate pe figură.

Cele două variante de magnetizare sînt:

— curentul de alimentare i sinusoidal;

— tensiunea U de alimentare sinusoidală (ceea ce echivalează cu flux total sinusoidal).

În primul caz, ținînd seamă că $H(a, t) = Ni/l$, rezultă că pe frontieră avem cîmpul sinusoidal.

În al doilea caz, ținînd seamă că $E(a, t) = \frac{1}{4bN} \cdot \frac{d\Phi}{dt}$, rezultă că pe frontieră avem cîmp electric E (sau densitate de curent) sinusoidal. În interior nici o mărime nu mai este sinusoidală.

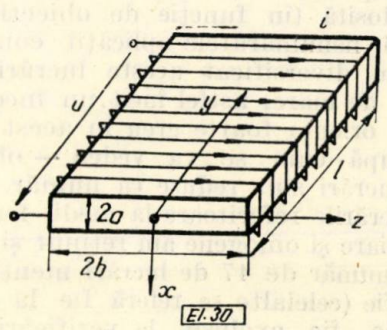


Fig. 1. Explicativă privind condițiile de frontieră în regim armonic permanent.

Procedeele de calcul pot fi clasificate astfel:

In regim armonic permanent

Metode grafice (punct cu punct):

a) folosind curba reală de magnetizare [6], [18], [23], [33];

b) folosind curba de magnetizare idealizată (treaptă) [20], [34], [37];

Metode analitice (aproximarea analitică a curbei de magnetizare):

a) metoda liniarizării prin două segmente de dreaptă a curbei de magnetizare [2], [4], [16], [25], [26], [27], [36], [37], [41], [47];

b) metoda perturbației [36], [49], [54];

c) metoda seriilor de puteri aproximează curba de magnetizare (respectiv soluția sub forma unei serii sau polinom):

— la saturații mici [21 , [22], [45];

— la saturații mari [5], [32], [42], [46];

d) metoda aproximațiilor succesive cu adaptarea unor soluții prealabile prezumate:

— aproximarea prealabilă a lui $\underline{\mu}(x)$ [1], [13], [28], [29], [30];

— aproximarea prealabilă a lui $\underline{H}_m(x)$ [39], [40].

Metode numerice (a diferențelor finite sau rețelelor):

a) metoda diferențelor finite obișnuită, cu variantele:

— metode de relaxație [10], [18], [50], [51], [54], [36],

— calculul direct numeric sau pe calculator [14], [36], [54], [58];

b) diferențe finite tip timp continuu — spațiu discret [3], [7], [8], [9], [59], [60].

În regim tranzitoriu

Metode grafice [6], [33], [35], [43].

Metode analitice — liniarizarea prin două segmente de dreaptă a curbei de magnetizare [11], [17], [19], [31], [41], [44].

2. Descrierea principalelor metode

2.1. Metode grafice și grafoanalitice

Se utilizează, în special în regim permanent și c.a. și se bazează pe lucrările lui R. Pohl [34] și W. Krämer [23]. Constau, în general, în împărțirea corpului masiv neliniar în zone finite; în fiecare zonă se consideră că inducția B_k și cîmpul magnetic H_k (legate prin curba de magnetizare reală) variază sinusoidal, iar aceste valori se însumează grafic pe baza reprezentării în complex, făcîndu-se uz și de condițiile pe frontieră care se dau. Acest lucru este legat de următoarele ipoteze simplificatoare:

— în orice punct se consideră că H și B au variație sinusoidală în timp (respectiv se reține prima armonică), deși mediul fiind neliniar, chiar pentru condiții pe frontieră sinusoidale, nici H și nici B nu au variație sinusoidală;

— de histerezis se ține seamă introducînd ciclul fictiv eliptic de histerezis; pe această bază se poate lucra cu o permeabilitate complexă de forma:

$$\underline{\mu}_k = \mu_k \cdot e^{-j\alpha_k}, \text{ iar } \underline{B}_k = \underline{\mu}_k \cdot \underline{H}_k. \qquad (1)$$

De neliniaritate se ține seamă prin faptul că $\mu_k = \frac{B_k}{H_k}$ este calculat după curba reală de magnetizare. Metoda este lungă, nesistematizată și a fost inițial aplicată pentru plăci groase. Ulterior, a fost perfecționată și normalizată [18] pentru a fi aplicată și la plăci subțiri, într-o formă adimensională, prin utilizarea caracteristicii de magnetizare idealizate (treaptă). S-a aplicat, practic, la probleme de tip integral.

2.2. Metoda liniarizării prin două segmente de dreaptă

Este cea mai răspîndită în literatură, atît în regim permanent, cît și în regim tranzitoriu, permițînd să se obțină rezultate rapide, verificate calitativ (și cantitativ la probleme de tip integral ca găsirea pierderilor etc.) și cu interpretare fizică imediată. A fost propusă prima oară de E. Rosenberg [37], în 1923, și apoi perfecționată. Pornește de la aproximarea caracteristicii de magnetizare ca în figura 2 (în special 2, *a*).

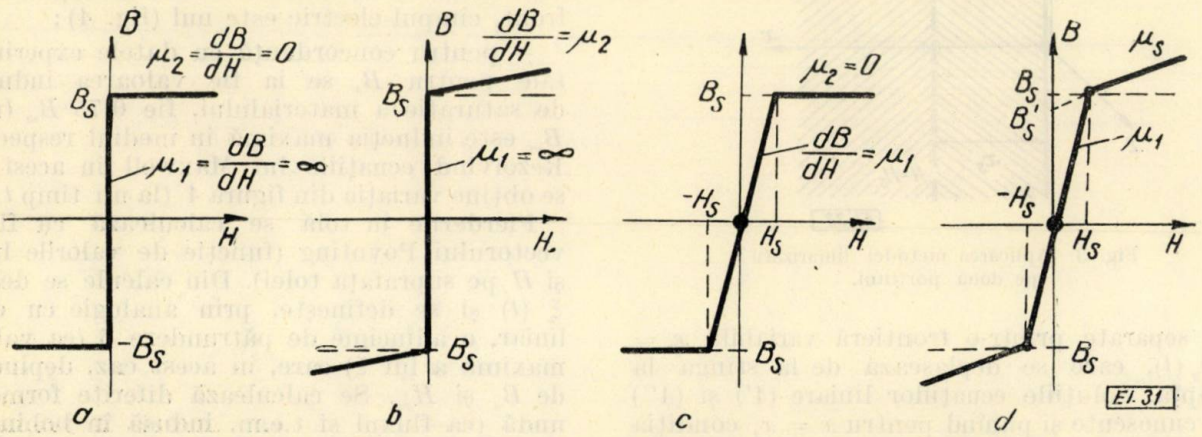


Fig. 2. Diferite aproximații ale curbei de magnetizare prin două segmente de dreaptă: *a* — după [2], [19], [25], [26], [37], [47]; *b* — după [41]; *c* — după [11], [31]; *d* — după [17], [44].

De fapt se vede că *a*, *b*, *c* sînt cazuri particulare ale lui *d*. Ecuația curbei din figura 2, *d* se poate scrie astfel :

$$B = \mu_1 H \text{ pentru } H \leqslant H_s \text{ și } B = B'_s + \mu_2 H \text{ pentru } H \geqslant H_s. \quad (2)$$

Metoda a fost aplicată în c.a. în regim permanent la plăci subțiri sau groase și la bare circulare lungi, iar în regim tranzitoriu doar pentru plăci groase (semispațiu infinit) și subțiri. Vom ilustra principiul metodei după [43].

În regim tranzitoriu. Să considerăm semispațiul infinit neliniar din figura 3, a cărui curbă de magnetizare este aproximată ca în figura 2, *d*. Considerăm că la $t = 0$ se aplică brusc pe suprafața $x = 0$ un cîmp tangențial $H_0 > H_s$. Se știe că în acest caz se poate scrie :

$$E = E_z(x, t) ; \; B = B_y(x, t) ; \; H = H_y(x, t). \quad (3)$$

Ecuațiile lui Maxwell conduc la ecuația diferențială parabolică neliniară :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \sigma \frac{\partial B}{\partial t}, \quad (4)$$

unde σ este conductivitatea mediului. Conform relației (2), ecuația neliniară (4) se va desface în două ecuații diferențiale liniare :

— pentru $H_0 > H > H_s$ (respectiv $0 < x < x_s$) :

$$\frac{\partial^2 H_2}{\partial x^2} = \sigma\mu_2 \frac{\partial H_2}{\partial t} ; \quad (4')$$

— pentru $0 < H < H_s$ (respectiv $x > x_s$) :

$$\frac{\partial^2 H_1}{\partial x^2} = \sigma\mu_1 \frac{\partial H_1}{\partial t}. \quad (4'')$$

După cum se vede din figura 3, aceasta este echivalent cu a împărți semispațiul în două zone liniare avînd μ_2, respectiv μ_1. Aceste zone

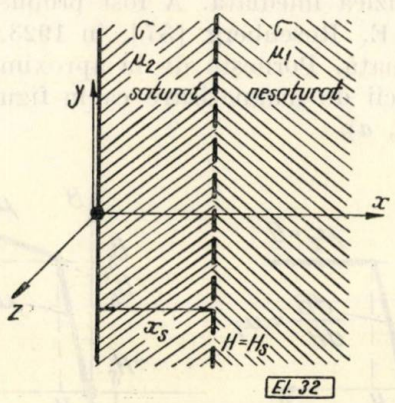


Fig. 3. Aplicarea metodei liniarizării pe două porțiuni.

sînt separate printr-o frontieră variabilă $x_s = x_s(t)$, care se deplasează de la stînga la dreapta. Soluțiile ecuațiilor liniare (4') și (4'') sînt cunoscute și punînd pentru $x = x_s$ condiția de continuitate, respectiv condiția pe frontieră ($H_2(0, t) = H_0$), se pot determina constantele de integrare. Din condiția ca $H_2 = H_s$ pentru $x = x_s$ se deduce apoi $x_s(t)$. Cu toate aparențele de simplitate, deducerea acestor relații, în special a relației $x_s = x_s(t)$, pe baza figurii 2, *d* este foarte dificilă. Aceasta explică de ce doar două lucrări utilizează aproximația din figura 2, *d* (dintre care [17] în mod eronat). Alți autori folosesc fie figura 2, *b* [41] (pentru $H_0 \gg H_s$), fie figura 2, *c* [11], [31] dacă există relația :

$$\mu_2 \ll \mu_1 \text{ și } \frac{\mu_2}{\mu_1} \ll \frac{H_s}{H_0}. \quad (5)$$

În cazul regimului tranzitoriu, aproximația din figura 2, *a* nu este folosită obișnuit, deoarece dă o aproximație prea grosolană pentru marea majoritate a materialelor feromagnetice.

În regim armonic permanent. O singură lucrare [41] utilizează o caracteristică diferită de cea treaptă ; celelalte lucrări menționate la subpunctul metode analitice — în regim armonic permanent folosesc în exclusivitate caracteristica idealizată treaptă din figura 2, *a*. Ea se aplică fie în cazul în care fluxul total este sinusoidal [26], [27], fie în cazul în care cîmpul magnetic H de pe suprafața conductorului este sinusoidal [2], [4], [16], [25], [26]. Uneori se ia în considerare și histerezisul [2], [16], adoptînd un ciclu idealizat dreptunghiular în conformitate cu figura 2, *a*. Exceptînd [25] și, în special [37], care deși obțin rezultate calitative corecte, consideră că atît H, cît și E variază sinusoidal în interiorul materialului, ceilalți autori rezolvă problema fără aceste ipoteze suplimentare. Astfel, de exemplu :

a) *tola subțire magnetizată pe suprafețele laterale cu un cîmp sinusoidal* [2], (fig. 4). Pentru $H(0) = H_m \sin \omega t$ — dar nu și în interior — evident că inducția magnetică nu poate varia decît între $+B_s$ și $-B_s$. Ipotezele care se fac sînt următoarele :

— cîmpul H trece prin zero doar în locul unde B schimbă brusc de semn de la $+B_s$ la $-B_s$ (așa-zisul front al undei) ;

— dacă nu există histerezis, în fața acestui front, cîmpul electric este nul (fig. 4) ;

— pentru concordanță cu datele experimentale pentru B_s se ia fie valoarea inducției de saturație a materialului, fie $0{,}75\, B_m$ (unde B_m este inducția maximă în mediul respectiv). Rezolvînd ecuațiile lui Maxwell în acest caz se obține variația din figura 4 (la un timp $t = t_1$).

Pierderile în tolă se calculează cu fluxul vectorului Poynting (funcție de valorile lui E și H pe suprafața tolei). Din calcule se deduce $\xi(t)$ și se definește, prin analogie cu cazul liniar, o adîncime de pătrundere δ (ca valoare maximă a lui ξ) care, în acest caz, depinde și de B_s și H_m. Se calculează diferite forme de undă (ca fluxul și t.e.m. indusă în bobina de alimentare). Pentru pierderi se constată o bună concordanță cu datele experimentale pentru

multe materiale, într-o plajă largă de valori pentru frecvență, H_m, grosimi de tolă. La forme de undă concordanța este calitativă;

b) *în mod similar se rezolvă problema și pentru cîmp E sinusoidal pe suprafață*:

— semispațiul infinit [47] ([25] analizează tot semispațiul infinit și, deși corectează relațiile din [37], menține ipoteza lui E și H sinusoidal peste tot);

— bara cilindrică magnetizată axial [4], rezolvîndu-se problema la orice saturații, adică pentru raport δ/a arbitrar. Lucrarea anterioară [16] apare astfel ca un caz particular, la saturații puternice ($\delta \ll a$);

— conductorul cilindric feromagnetic parcurs axial de un curent sinusoidal [26]. Se calculează rezistența și reactanța echivalentă;

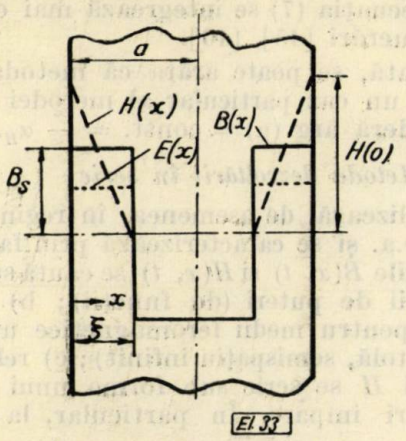


Fig. 4. Magnetizarea tolei subțiri cu cîmp H sinusoidal pe suprafață.

c) *semispațiul infinit la flux total sinusoidal* [26]

Să reconsiderăm semispațiul infinit din figura 3. Fluxul total (pe unitatea de lungime în direcția Oz) are, evident, expresia:

$$\Phi(t) = \int_0^\infty B_y(x, t)\,\mathrm{d}x = \Phi_n \cos \omega t. \qquad (6)$$

M. Connell arată sugestiv pentru cazul liniar, cum expresia de mai sus provine din însumarea unor unde sinusoidale ale inducției B din fiecare punct, unde, evident, decalate spațial și amortizate în sensul crescător al lui Ox. El trece în mod logic la cazul neliniar, arătînd că aceeași undă a fluxului provine dintr-o serie de unde dreptunghiulare de inducție (fig. 4) corespunzătoare fiecărui punct, prin a căror însumare grafică (fig. 5) rezultă fluxul total sinusoidal. Evident că toate aceste unde au aceeași înălțime B_s (conform curbei idealizate din fig. 2, *a*). Procedeul este similar cu cel folosit la mașini polifazate, unde se obține unda tensiunii magnetice rezultate din întrefier în funcție de undele dreptunghiulare date de bobinele dispuse la periferia armăturilor.

De altfel, acest lucru este aplicat de autor în [27] la mașini asincrone cu rotor masiv. Se observă deci că, cu tot caracterul oarecum

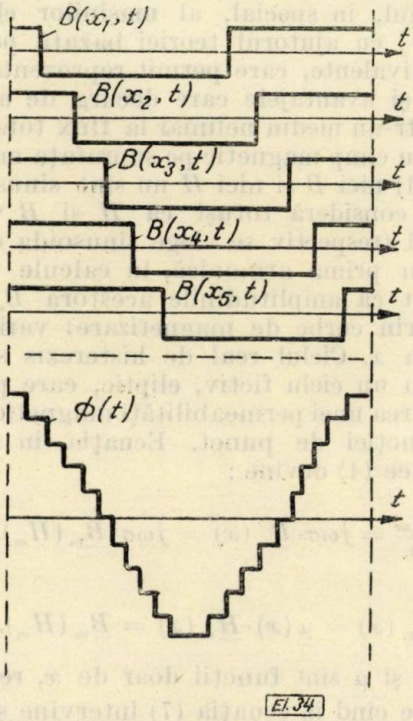


Fig. 5. Magnetizarea cu flux sinusoidal.

arbitrar al curbei idealizate din figura 2, *a*, această metodă are largi aplicații și dă rezultate confirmate experimental în multe cazuri pe o cale simplă. Agarwal [2] arată, de altfel că, la probleme de tip integral, alte metode mai precise (dar și mai greoaie) nu sînt indicate, deoarece, pe de o parte, precizii de 5—10% sînt suficiente în acest caz pentru calcule inginerești, iar pe de altă parte, constantele de material ale corpurilor feromagnetice sînt determinate ca o valoare statistică medie, față

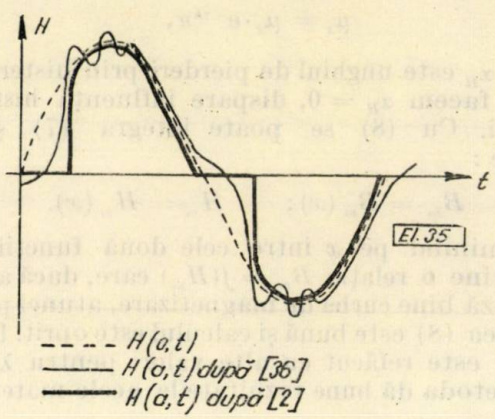


Fig. 6. Forme de undă la magnetizarea tolei subțiri cu cîmp H sinusoidal pe suprafață.

de care există în mod curent fluctuații de 10—15%. La probleme de tip local (fig. 6) se impune însă adoptarea unei metode mai exacte.

2.3. Metoda aproximațiilor succesive (sau prealabile)

Este folosită în regim permanent și c.a. pentru studiul, în special, al mașinilor electrice [13], [30] cu ajutorul teoriei bazată pe sinusoide echivalente, care permit reprezentarea în complex și avantajele care decurg de aici. Se știe că într-un mediu neliniar la flux total sinusoidal (sau cîmp magnetic pe suprafața mediului sinusoidal) nici B și nici H nu sînt sinusoidale. Dacă se consideră totuși că H și B variază sinusoidal (respectiv se alege sinusoida echivalentă sau prima armonică, în calcule trebuie considerat că amplitudinile acestora B_m și H_m (legate prin curbe de magnetizare) variază cu adîncimea x. Ciclul real de histerezis se înlocuiește cu un ciclu fictiv, eliptic, care permite introducerea unei permeabilități magnetice complexe funcției de punct. Ecuația în mărimi instantanee (4) devine :

$$\frac{d^2\underline{H}_m}{dx^2} = j\omega\sigma\cdot\underline{B}_m(x) = j\omega\sigma\cdot\underline{B}_m(H_m), \qquad (7)$$

unde :

$$\underline{B}_m(x) = \underline{\mu}(x)\cdot\underline{H}_m(x) = \underline{B}_m(H_m), \qquad (7')$$

adică $\underline{B}_m$ și $\underline{\mu}$ sînt funcții doar de x, respectiv de H_m, pe cînd în ecuația (7) intervine și argumentul lui H_m. Din această cauză integrarea acestor ecuații prezintă unele dificultăți.

Există două posibilități.

a) Aproximarea prealabilă a lui $\underline{\mu}(x)$. Pe baza unor încercări se caută a se aproxima :

$$\underline{\mu}(x) = \frac{\underline{\mu}_s}{(1-x/x_k)^2}\ [28], [30] \text{ sau } \underline{\mu}(x) = \underline{\mu}_s\cdot e^{\lambda x}\ [13], \qquad (8)$$

unde $\underline{\mu}_s$ este permeabilitatea complexă pe suprafața conductorului ($x = 0$) și

$$\underline{\mu}_s = \mu_s\cdot e^{-j\alpha_H}, \qquad (8')$$

unde α_H este unghiul de pierderi prin histerezis. Dacă facem $\alpha_H = 0$, dispare influența histerezisului. Cu (8) se poate integra (7) și se obține :

$$B_m = B_m(x); \qquad H_m = H_m(x). \qquad (9)$$

Eliminînd pe x între cele două funcții (9) se obține o relație $B_m = f(H_m)$ care, dacă aproximează bine curba de magnetizare, atunci preliminarea (8) este bună și calculul este oprit. Dacă nu, el este refăcut cu alte valori pentru λ sau x_k. Metoda dă bune rezultate la acele materiale la care se poate considera că $B_m = k\,H_m^{\frac{1}{n}}$ și acolo unde relația (8') este valabilă.

b) Aproximarea prealabilă a lui $H_m(x)$. Este o metodă propusă recent [39], [40]. Ea evită ipoteza suplimentară (8'), dar menține ideea sinusoidelor echivalente. Permite integrarea ecuației (7) pornind de la observația că $\underline{H}_m$ trebuie să varieze monoton cu x (atît ca amplitudine, cît și argument). Se caută astfel o soluție de forma :

$$\underline{H}_m = \underline{H}_{ms}\cdot[f(x)]^{1+j\alpha_0}, \qquad (10)$$

unde $\alpha_0 = \text{constant}$; $f(0) = 1$; $f(\infty) = 0$; $0 < f(x) < 1$. (10')

În rest, α_0 și $f(x)$ sînt necunoscute. Introducînd (10) în (7) și adoptînd notații corespunzătoare, se pot calcula în cele din urmă α_0 și forma lui $f(x)$ pentru caracteristici de magnetizare care au forma $B_m = k.H_m^{\frac{1}{n}}$. Avantajul ei este că ține seamă de faptul că defazajul dintre $\underline{B}_m$ și $\underline{H}_m$ se consideră variabil cu x. De asemenea, ecuația (7) se integrează mai corect ca în alte lucrări [45], [46].

Totodată, se poate arăta că metoda (*a*) reprezintă un caz particular al metodei (*b*) dacă se consideră $\arg(\underline{\mu}) = \text{const.} = -\alpha_H$.

2.4 Metoda dezvoltării în serie

Se utilizează, de asemenea, în regim permanent și c.a. și se caracterizează prin faptul că : a) soluțiile $B(x, t)$ și $H(x, t)$ se caută sub forma unor serii de puteri (de funcții) ; b) calculul se face pentru medii feromagnetice unidimensionale (tolă, semispațiu infinit) ; c) relația dintre B și H se scrie sub forma unui polinom cu puteri impare. În particular, la saturații mici :

$$B = \mu(H - \varepsilon H^3) \text{ cu } \varepsilon \text{ mic}. \qquad (11)$$

Cazul tolei subțiri [22], (fig. 1). Din motive de simetrie :

$$E = E_z(x, t)\ ;\ B = B_y(x,t)\ ;\ H = H_y(x,t). \qquad (12)$$

Condițiile pe frontieră pentru $x = \pm a$ sînt :

$$-\text{ fie } H(\pm a) = H_0 \sin\omega t, \qquad (13')$$

adică curentul prin bobină sinusoidal ;

$$-\text{ fie } \frac{dH}{dx}\bigg|_{\pm a} = \pm A\sin\omega t, \qquad (13'')$$

în cazul tensiunii de alimentare a bobinei sinusoidală.

Înlocuind (11) în (4) se obține ecuația neliniară de integrat :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \sigma\mu\frac{\partial}{\partial t}[H - \varepsilon H^2]. \qquad (14)$$

Particularitatea metodei constă în aceea că $H(x,t)$ se caută sub forma :

$$H(x,t) = H_0(x,t) + \varepsilon H_1(x,t) + \varepsilon^2 H_2(x,t) + \ldots \qquad (15)$$

Introducînd (15) în(14) și identificînd termenii după puterile lui ε, găsim :

$$\frac{\partial^2 H_0}{\partial x^2} - \sigma\mu \frac{\partial H_0}{\partial t} = 0 \qquad (16)$$

$$\frac{\partial^2 H_1}{\partial x^2} - \sigma\mu \frac{\partial H_1}{\partial t} = -3\,\sigma\,\mu\, H_0^2 \frac{\partial H_0}{\partial t} \qquad (16')$$

$$\frac{\partial^2 H_2}{\partial x^2} - \sigma\mu \frac{\partial H_2}{\partial t} = -3\,\sigma\,\mu \frac{\partial}{\partial t}(H_1 H_0^2) \qquad (16'')$$

. . . . . .

Din ecuația (16) rezultă imediat H_0 ca soluție a cazului liniar, avînd variație sinusoidală (13′) sau (13″), dar funcție de o constantă de integrare H_s; din (16′), cunoscînd pe H_0, deducem pe H_1 ca o soluție particulară, apoi pe H_2 din (16″) ș.a.m.d. Avantajul este că ecuațiile sînt liniare în raport cu H_0, H_1, H_2. Înlocuind apoi aceste valori în (15) și punînd condițiile pe frontieră (13′) sau (13″), se poate elimina constanta de integrare H_s. Avînd pe H, se pot calcula ușor B, $J = \sigma E$ etc. Pe baza aceasta s-au calculat în [22] pierderile prin curenți turbionari, un factor de putere echivalent, un coeficient de saturație (egal cu raportul energiei magnetice în cazul nostru și cazul liniar $\varepsilon = 0$ pentru același i sau Φ), o adîncime de pătrundere etc. Se constată astfel că saturația micșorează factorul de putere etc.

Cazul semispațiului infinit (echivalent cu tole groase) este tratat similar în [21], avînd în vedere numai că se lucrează cu următoarele noi condiții pe frontieră :

$$H(0,t) = H_0 \sin\omega t\,;\quad H(\infty, t) = 0. \qquad (13''')$$

Se calculează distribuția cîmpului și pierderile etc. Trebuie precizat că metoda utilizată aici nu este afectată de ipoteze simplificatoare de tipul folosit de Rosenberg sau ca în metoda de la § 2.3. Deoarece pentru aproximarea curbei de magnetizare se folosește expresia (11), calculul este valabil la saturații mici. Din această cauză în expresia (14) se reține, practic, doi termeni, iar pe de altă parte termenul principal (care este și sinusoidal) este H_0, ceilalți avînd rol de corecție față de cazul liniar. Acest lucru este utilizat în cazul semispațiului infinit și cînd se ia în considerare și histerezisul. Expresia (11) se menține, iar pe baza analogiei cu permeabilitatea complexă $\underline{\mu} = \mu \cdot e^{-j\alpha_H}$ (care presupune că H și B variază sinusoidal în fiecare punct) se rezolvă problema, obținînd o anumită soluție (sinusoidală) pentru H în care intervine și α_H. Se păstrează aceeași formă pentru H_0 (care are oricum formă sinusoidală) și în rest H_1 și H_2 se deduc similar ca mai sus. Aproximația este mai mică ca metoda descrisă la § 2.3.

2.5. Metoda perturbației [36], [49], [54]. Este similară cu precedenta. Pornește de la curba de magnetizare aproximată astfel :

$$H = CB + D\lambda B^3\,;\quad \lambda = \text{factor perturbator}, \qquad (17)$$

unde $\lambda = 0 \rightarrow$ cazul liniar ; $\lambda = 1 \rightarrow$ cazul nostru real. Oarecum, λ joacă rolul lui ε din metoda precedentă. La fel se caută soluții de forme :

$$H = H_0 + \lambda H_1 + \lambda^2 H_2 + \ldots \qquad (18')$$

$$B = B_0 + \lambda B_1 + \lambda^2 B_2 + \ldots \qquad (18'')$$

Introducînd aceste relații în (17) și identificînd, se obține legătura dintre coeficienții H_i și B_k. Se înlocuiesc apoi (18′) și (18″) în ecuația inițială (4) ; se identifică termenii după puterile lui λ :

$$\frac{\partial^2 H_0}{\partial x^2} - \sigma C \frac{\partial H_0}{\partial t} = 0 \rightarrow H_0 = H_0(x, t) \qquad (19)$$

$$\sigma \frac{\partial B_1}{\partial t} - C \frac{\partial B_1}{\partial x^2} = DC^3 \frac{\partial^2}{\partial x^2}(H_0^3) \rightarrow B_1 = B_1(x, t)$$

. . . . . .

(19′)

Se procedează apoi identic. Făcînd în final $\lambda = 1$, obținem soluția care ne interesează. Metoda este însă destul de lungă. De aceea ea se aplică în cazul în care în (18′) ne putem limita la doi termeni, adică fie la plăci subțiri, fie la medii slab saturate.

2.6. Metoda diferențelor finite

Este cea mai generală metodă de rezolvare a ecuațiilor diferențiale liniare, cvasiliniare sau neliniare de diferite ordine. Ea se bazează pe formula creșterilor finite (Taylor) și pe împărțirea domeniului de variație a variabilelor independente într-o „rețea" suficient de deasă, astfel încît cunoașterea funcției în toate „nodurile" să reprezinte, practic, rezolvarea problemei. Ne vom referi la cazul magnetizării în regim permanent cu c.a. a tolei subțiri (fig. 1). Fie :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \sigma \frac{\partial B}{\partial t} \quad \text{cu } B = f(H) \text{ cunoscut}, \qquad (20)$$

cu condiții pe frontieră :

$$H(\pm a, t) = H_{m_1} \cdot \sin\omega t + H_{m_3} \cdot \sin\omega t\,;\quad \omega T = 2\pi, \qquad (21)$$

unde $H_{m_3} = 0 \rightarrow H(\pm a) =$ sinusoidal ; $H_{m_3} \neq 0 \rightarrow$ flux total sinusoidal și „condiții inițiale" de forma :

$$H(x,t) = -H\left(x, t + \frac{T}{2}\right);$$

$$B(x,t) = -B\left(x, t + \frac{T}{2}\right), \qquad (21')$$

$B(x, 0)$ și $H(x, 0)$ nu se cunosc.

Se alege o rețea spațiotemporală ca în figura 7, de pași $h = \frac{a}{n}$ și $\tau = \frac{T}{2m}$. Din motive de simetrie, calculul se poate face pe o jumătate de tolă și o semiperioadă, adică :

$$i=0,1,2,\ldots,n-1\,;\ k=0,1,2,\ldots,m-1. \quad (22)$$

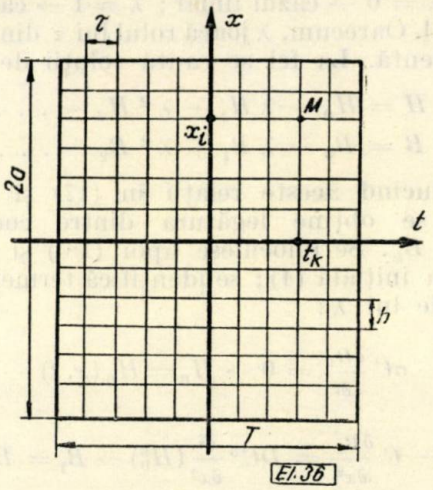


Fig. 7. Explicativă pentru metoda diferențelor finite.

În rețeaua obținută, coordonatele unui punct M devin :

$$x_i = ih,\ t_k = k\,\tau.$$

Dacă pașii h și τ sînt suficient de mici, putem scie :

$$\begin{cases} \Delta H_{i,k} = H_{i+1,k} - H_{i,k} = \text{diferențe de ordinul 1 spre dreapta ;} \\ \nabla H_{i,k} = H_{i,k} - H_{i-1,k} = \text{diferențe de ordinul 1 spre stînga ;} \\ \delta H_{i,k} = H_{i+\frac{1}{2},k} - H_{i-\frac{1}{2},k} = \text{diferențe de ordinul 1 centrale și, similar, diferențele de ordinul doi :} \end{cases} \quad (22')$$

$$\begin{cases} \Delta^2 H_{i,k} = \Delta(\Delta H_{i,k}) = H_{i+2,k} - 2H_{i+1,k} + H_{i,k} \\ \nabla^2 H_{i,k} = \nabla(\nabla H_{i,k}) = H_{i,k} - 2H_{i-1,k} + H_{i-2,k} \\ \delta^2 H_{i,k} = \delta(\delta H_{i,k}) = H_{i+1,k} - 2H_{i,k} + H_{i-1,k} = \nabla(\Delta H_{i,k}). \end{cases} \quad (22'')$$

La fel se pot exprima diferențele de ordinul 1 pentru $\frac{\partial B}{\partial t}$ [1]. În funcție de transformarea ecuației diferențiale (20) în ecuații cu diferențe finite există două procedee de calcul.

[1]) După cum se arată în [54], pentru prima derivată a funcției în raport cu timpul nu se recomandă diferențe centrale, căci apar ușor instabilități.

Metoda diferențelor finite propriu-zisă [36]. Constă în exprimarea tuturor derivatelor parțiale prin diferențe finite. Există și aici două variante.

a) *Diferențe spre înainte pentru derivata temporală.* Ecuația (20) se transformă într-un sistem de m-n ecuații algebrice neliniare :

$$B_{i+1,k} - B_{i,k} = \frac{\tau}{\sigma h^2}(H_{i+1,k} - 2H_{i,k} + H_{i-1,k}). \quad (23)$$

Se observă că ecuațiile (23) sînt nesimultane în sensul că pentru fiecare valoare actuală $H_{i,k+1}$ ($B_{i,k+1}$) dispunem de o ecuație în care intervin trei valori anterioare $H_{i,k}$ presupuse cunoscute. Valorile lui $B_{i,k}$ sînt funcție de $H_{i,k}$ prin intermediul curbei de magnetizare reale. În aceste condiții, rezolvarea sistemului (23) este posibilă cu un calculator numeric de viteză medie [36]. În (23) intervin pe lîngă mărimile cunoscute $H_{n,k}$ (21) și mărimile $H_{i,0}$, inițial necunoscute (21). De aceea, se adoptă pentru ele valori inițiale arbitrare (de exemplu : zero) și calculul este repetat prin aproximații succesive (metoda relaxației) pînă cînd soluțiile obținute verifică (21′) care, în acest caz, asigură unicitatea soluției.

b) *Diferențe spre înapoi pentru derivata temporală.* Ecuația (20) se transformă în m sisteme cu n ecuații algebrice neliniare :

$$B_{i,k+1} - B_{i,k} = \frac{\tau}{\sigma h^2}(H_{i+1,k+1} - 2H_{i,k+1} + H_{i-1,k+1}), \quad (24)$$

unde k = dat, iar $i = 0,1,2,\ldots,n$-1.

Pentru o valoare anterioară $H_{i,k}$ într-o singură ecuație intervin simultan ca necunoscute trei valori actuale $H_{i,k+1}$. Se vede că avem m sisteme, fiecare cu n ecuații algebrice neliniare de tip simultan (iterative sau de interpolare). În cazul neliniar studiat, rezolvarea unui astfel de sistem (24) este deosebit de grea, chiar cu calculatoare numerice rapide. Pentru ușurarea soluționării ecuațiile (24) se scriu modificat :

$$R_{i,k+1} = \mu_{i,k}(H_{i,k+1} - H_{i,k}) - \frac{\tau}{\sigma h^2}(H_{i+1,k+1} - 2H_{i,k+1} + H_{i-1,k+1}) \cong 0, \quad (24')$$

unde $\mu_{i,k}$ corespunde la $\frac{1}{2}(H_{i,k} + H_{i,k+1})$ pe baza curbei reale $B = f(H)$ (25), iar $H_{i,k+1}$ (inițial necunoscut) se determină funcție de valorile anterioate $H_{i,k}$ și $H_{i,k-1}$ (presupuse cunoscute) prin extrapolare parabolică.

Sistemul (24′) corespunde fiecărui moment de timp t_{k+1} ; rezolvarea la momentul t_{k+1} presupune rezolvarea anterioară la t_k (pentru a ști mărimile $H_{i,k}$). De fiecare dată se aplică o

metodă de aproximații succesive (*de relaxație*), în felul următor :

— se consideră date valorile $H_{i,k}$;

— se calculează prin extrapolare (26) $H'_{i,k+1}$ și apoi $\mu'_{i,k}$ cu (25) ;

— se înlocuiesc valori în fiecare ecuație (24′) și se va obține, în general, un reziduu $R'_{i,k+1} \neq 0$. Se modifică valorile actuale, $H''_{i,k+1}$, pînă cînd în fiecare ecuație obținem $R''_{i,k+1} \cong 0$ (modificarea se face în ordine crescătoare a indicelui i, în funcție de valorile $H'_{i,k+1}$ din ecuația precedentă) ;

— se recalculează $\mu''_{i,k}$ cu (25) și se înlocuiesc din nou în (24′) împreună cu $H''_{i,k+1}$; se obține $R'''_{i,k+1} \neq 0$; se modifică iar valorile actuale la $H'''_{i,k+1}$ pînă cînd $R^{IV}_{i,k+1} = 0$ ș.m.a.d. Calculul se oprește cînd valorile $H^{(n)}_{i,k+1}$ se stabilizează și simultan $R^{(n)}_{i,k+1} = 0$. Experiența arată că două iterații sînt însă suficiente, deoarece aproximațiile (25) și (26) sînt apropiate de realitate.

Trebuie precizat că la rezolvarea primului sistem (24′), pentru $k = 0$, mai intervine încă o aproximație succesivă (la fel ca în varianta a), deoarece valorile $H_{i,0}$ care apar pentru $k = 0$ sînt complet necunoscute. Se vede deci că rezolvarea celor m sisteme tip (24′) este mult mai dificilă decît a sistemului (23). Totuși, utilizarea variantei b este de multe ori indispensabilă, deoarece se arată că este mai stabilă [36].

Metoda — timp continuu-spațiu discret. În această metodă se înlocuiesc cu diferențe finite numai derivatele parțiale spațiale, pe cînd cele temporale se lasă ca funcții continue. În acest caz, ecuația (20) se transformă în n ecuații diferențiale de ordinul 1, neliniare, mai simple :

$$H_{i+1}(t) - 2H_i(t) + H_{i-1}(t) = \sigma h^2 \frac{dB_i}{dt} ;$$

$$i = 0, 1, 2, \ldots, n-1, \qquad (27)$$

iar $B_i = f(H_i)$ din curba de magnetizare ; (28)

— o soluționare a sistemului (27) s-a efectuat în [3] cu un calculator analogic neliniar, studiindu-se magnetizarea semispațiului neliniar cu cîmp magnetic tangențial sinusoidal pe suprafață ;

— o soluționare numerică este dată în [7], [8], [9]. Aici se studiază magnetizarea sub flux total sinusoidal a tolei subțiri, dezvoltîndu-se un calcul direct pe relații de recurență și aproximații succesive. Se notează :

$$\sigma h^2 = p. \qquad (29)$$

Se presupune că se cunoaște $B_1(t)$, adică unda inducției pe axa de simetrie ; atunci pe baza lui (27) se dezvoltă o metodă de recurență.

Într-adevăr, din (28) reiese $H_1(t)$, și atunci :

$$H_2(t) = H_1(t) + p \frac{dB_1}{dt}, \text{ respectiv } B_2 = f(H_2) ; \qquad (27')$$

similar :

$$H_3(t) = 2H_2(t) - H_1(t) + p \frac{dB_2}{dt}, \text{ respectiv } B_3 = f(H_3) \qquad (27'')$$

și, în general,

$$H_{i+1}(t) = 2H_i(t) - H_{i-1}(t) + p \frac{dB_i}{dt} ;$$

$$B_{i+1} = f(H_{i+1}). \qquad (27^i)$$

Fluxul total fiind sinusoidal, trebuie îndeplinită condiția :

$$\frac{\Phi}{S} = \frac{\Phi_m}{S} \sin \omega t = \widetilde{B}_m \sin \omega t = \frac{2}{a} \int_0^a B(x, t)\, dx, \qquad (30)$$

respectiv în diferențe finite :

$$\widetilde{B}_m \sin \omega t = \frac{1}{2n-1} \left[2 \sum_{i=1}^{n-1} B_i(t) + B_n(t) \right]. \qquad (30')$$

Fiecare undă aflată se pune sub formă analitică, de exemplu ca o succesiune de arce de parabolă.

În realitate, ceea ce se dă este $\widetilde{B}_m \sin \omega t$ și nu $B.(t)$. De aceea se dau lui $B_1(t)$ diferite forme pînă ce (30′) este satisfăcut cu precizia uzuală de 5%. Condițiile (21′) asigură unicitatea soluției .În realitate nu se pleacă cu un $B_1(t)$ arbitrar, ci cu o valoare evaluată printr-un calcul prealabil care simplifică mult aflarea soluției, fiind suficiente 0—2 încercări (după gradul de saturație). Metoda poate fi aplicată și la cazuri mai complicate. Combinată, eventual, cu un calculator numeric această ultimă variantă are, după părerea noastră, cele mai largi perspective în toate aplicațiile. Orice problemă de stabilitate a dispărut.

3. Observații finale și concluzii

Din succinta enumerare a problematicii, metodelor și lucrărilor tratate în literatură se observă că există o diversitate de metode și cazuri studiate, ele referindu-se, în general, însă la situații particulare. Explicarea acestei diversități trebuie căutată nu în obiectivele reduse ca număr ale lucrărilor, ci în diversitatea ipotezelor simplificatoare adoptate, care în marea majoritate a cazurilor duc la aproximații diferite.

Pentru fiecare problemă concretă există astfel mai multe metode : unele mai lungi și mai precise, altele mai expeditive și cu rezultate mai mult sau mai puțin satisfăcătoare, iar altele nesatisfăcătoare. Pentru alegerea unei

metode este necesar ca să se știe exact limitele de aplicabilitate, ipotezele simplificatoare ce se fac la punerea în ecuație și procedeul matematic de rezolvare a acestei ecuații. De multe ori [2] este preferabil să se adopte unele ipoteze simplificatoare decît să se obțină soluții prea complicate, pentru utilizarea lor practică.

În același timp, o serie de metode mai generale, ca cele numerice, sînt destul de puțin utilizate în literatura de specialitate tehnică (circa 8—10 lucrări după cunoștința noastră), ca și alte metode mai noi care sînt tratate în lucrările de matematici consacrate integrării ecuațiilor cu derivate parțiale neliniare. În articolele de specialitate se folosește încă prea mult liniarizarea arbitrară a caracteristicii de magnetizare.

Ca un alt scop al lucrării de față, s-a insistat asupra metodelor numerice, care considerăm că nu sînt suficient utilizate și cunoscute de un cerc mai larg de ingineri și tehnicieni. Ori, alături de metoda experimentală, ele sînt singurele care au precizia maximă.

Ne exprimăm convingerea că, prin prezentarea comparată a diferitelor metode și a unui material bibliografic corespunzător, lucrarea de față va fi utilă celor care se ocupă de studiul problemelor neliniare atît de importante în momentul de față.

Bibliografie

[1] *Arkadeev, V. K.* Elektromagnitnîi proțessî v metallah, p. I 1935, p. II 1936. ONTI, Moscova.

[2] *Agarwal, P. D.* Eddy-current losses în solid and laminated iron. In : Transactions AIEE, p. I, vol. **78**, mai 1959.

[3] *Bălă, C.* și *Ghețaru, S.* Cîmpul magnetic alternativ tangențial în mediul feromagnetic. În : Studii și cercetări de electrotehnică și energetică, tom. **15**, nr. 2, 1965.

[4] *Béland, B.* și *Robert, J.* Eddy-current losses in saturated cylinders. In : Transactions AIEE, p. I, nr. 71, martie 1964.

[5] *Bessonov, L. A.* Perehodnîe proțessî v nelineinîh elektriceskih țepiah so staliu. Moscova, Gosenergoizdat, 1951.

[6] *Bessonov, L. A.* Nelineinîe elektriceskie țepi. Moscova, Vîsșaia Skola, 1964.

[7] *Bunea, V.* Soluționarea prin diferențe finite a ecuațiilor lui Maxwell în medii feromagnetice și în medii conductoare anizotrope. In : Studii și cercetări de electrotehnică și energetică, tom. **16**, nr. 2, 1966.

[8] *Bunea, V.* Soluționarea ecuațiilor lui Maxwell în medii conductoare liniare și feromagnetice. În : Electrotehnica, nr. 10, 1966.

[9] *Bunea, V.* Magnetization of isotropic and ferromagnetic conducting media. În : Proceedings IEE, vol. **113**, 1966.

[10] *Butler, O. I.* și *Sarma, O. R.* Relaxation method applied to the problem of a.c. magnetisation of ferromagnetic laminae. În : Proceedings IEE, p. C, vol. **98**, 1951, p. 458.

[11] *Chow, S.* On a nonlinear diffusion equation applied to the magnetization of saturable reactors. În : Journ. of Appl. Phys., vol. **25**, 1954, p. 377.

[12] *Danilevici, Ia.* și *Kașarskii, E.* Dobavocinîe poteri v elektriceskih mașinah. Moscova, Gosenergoizdat, 1963.

[13] *Gonen, D.* și *Stricker, S.* Analysis of an eddy-current brake. În : Transactions AIEE, p. III, nr. 5, mai 1965.

[14] *Gillot, D.* și *Calvert, F.* Eddy-current loss în saturated solid magnetic plates, rods and conductors. În : AIEE Transactions Magnetics, vol. **MAG—1**, nr. 2, iunie 1965.

[15] *Haberland, F.* Theorie und experimentele Untersuchung des magnetischen Wechselfeldes în Luftspalt von massivem Eisen. În : A.f.E **4**, 1934, p. 234.

[16] *Haberland, F.* și *Haberland, H.* Das Wechselfeld in gesattigten, massivem Eisen. În : A.f.E **2**, 1936, p. 126.

[17] *Heller, B.* Přechodné jevy v massivnim železe. În : Elektrotechnicky Obzor, nr. 7—8, 1953, p. 368.

[18] *Kesavamurthy, Rajagopalan, Subba Rao.* Effects of saturation on the core loss of thin ferromagnetic plates subjected to alternating flux. În : Proceedings IEE, p. p. C., vol. **110**, nr. 2, feb 1963.

[19] *Kesavamurthy, Rajagopalan.* Rise of flux în solid iron core due to impact excitation. În : Proceedings IEE, p. C., vol. **106**, 1959, p. 189.

[20] *Kesavamurithy, Rajagopalan.* Eddy-currents în solid iron due to alternating magnetic flux. În : Proceeding IEE, p. C., vol. **106**, 1959, p. 207.

[21] *Kesavamurthy, Rajagopalan.* An analytical method taking account of saturation and hysterezis for evaluating the iron loss în solid-iron cores subjected to an alternating field. În : Proceedings IEE, p. C., vol. **109**, 1962, p. 237.

[22] *Kesavamurthy, Rajagopalan.* Theoretical investigations of the eddy-current loss in thin ferromagnetic plates due to saturation. În : Proc. Roy. Soc., vol. **274**, 1963, p. 187.

[23] *Krämer, W.* Wirbelstrome und Stromwerdrängung in massivem Eisen. În : A.f.E. **6**, 1933, p. 405.

[24] *Lee, E. W.* Eddy-current effects in rectangular ferromagnetic rods. În : Proceedings IEE, p. C., aprilie 1960, p. 257.

[25] Mc *Lean, W.* Theory of strong electromagnetic waves in massive iron. În : Journ. of Appl. Phys., vol. **25**, 1954, p. 1267.

[26] Mc *Connell, H. N.* Eddy-current phenomena in ferromagnetic materials. În : Transactions AIEE, p. I., vol. **73**, iulie 1954, p. 226.

[27] Mc *Connell, H. M.* și *Sverdrup, E.* The induction machine with solid rotor. În : Transactions AIEE, p. III, vol. **74**, iunie 1955, p. 343.

[28] *Neiman, L. R.* Poverhnostnîieffect v ferromagnitnîh tolah. Moscova, Gosenergoizdat, 1949.

[29] *Neiman, L. R.* Poverhnostnîi effect v ferromagnitnîh provodah i magnitnîh țepiah. În : Elektricestvo, nr. 10, 1958.

[30] *Nicolaide, A.* Analiza neliniară a propagării cîmpului electromagnetic în piese feromagnetice. În : Electrotehnica, nr. 9, 1964.

[31] *Papoulis, A.* Penetration of an electromagnetic wave into a ferromagnetic material. În : Journ. of Appl. Phys, vol. **25**, nr. 2, feb 1954.

[32] *Panasenkov, M. A.* Poverhnostnîi effect v massivnîh ferromagnetnîh telah s uciotom nelineinosti. În : Elektricestvo, nr. 9, 1958.

[33] *Phillipow*, E. Nichtlineare Elektrotechnik. Leipzig, Akad. Verlagsgsch., 1963.

[34] *Pohl, R.* Electromagnetic and mechanical effects in solid iron due to an alternating or rotating magnetic field. În : Journ. IEE, p. II, vol. **91**, iunie 1944.

[35] *Pohl, R.* Rise of flux due to impact excitation by retardation by eddy-currents în solid parts. În : Proceedings IEE, p. II, vol. **96**, 1949.

[36] *Poritsky, H.* și *Butler, J. A. C.* flux penetration into magnetic materials with saturation. In : Transactions AIEE, p. I, nr. 70, ian 1964, p. 99 .

[37] *Rosenberg, E.* Wirbelströme in massivem Eisen. În : E.T.Z., 1923, p. 513.

[38] *Rosenberg, E.* Masive Eisenleiter und Wirbelstrombremsen. În : E.T.Z., 1923, p. 1053—1074.

[39] *Saviuc, V.* Contribuții la studiul efectului pelicular în conductoare feromagnetice masive. În : Studii și cercetări de electrotehnică și energetică, tom. **15**, nr. 3, 1965.

[40] *Saviuc, V.* Contribuții la studiul efectului pelicular în conductoare feromagnetice. Teză de doctorat. Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București, 1966.

[41] *Shevel, W. L.* A modified limiting nonlinear theory of eddy-current phenomena in solid iron. În : Transactions AIEE, p. I, nr. 59, martie 1962.
[42] *Subba Rao, V.* Eddy-current losses in finite sections of solid iron under saturation. În : Proceedings IEE, nr. 2, feb 1964, p. 343.
[43] *Subba Rao, V.* Equivalent circuit of solid iron core for impact excitation probleme. În : Proceedings IEE, nr. 2, feb. 1964, p. 349.
[44] *Subba Rao, V.* Nonlinear magnetization în thin ferromagnetic plate. În : Proceedings IEE, vol. **113**, nr. 6, iunie 1966, p. 1125.
[45] *Timofeev, B.* Poverhnostnii effect v masivnih ferromagnitnih tolah pri slabih polioh slabih proiavlenia histerezisa. În : Elektricestvo, nr. 12, 1954.
[46] *Timofeev, B.* Poverhnostnii effect v massivnih ferromagnitnih provodnikah. În : Elektricestvo, nr. 10, 1956.
[47] *Wood, A. J.* și *Concordia, C.* An analysis of solid rotor machines, p. IV ; An aproximate nonlinear analysis. În : Transactions AIEE, p. III, nr. 47, aprilie 1960.
[48] Academia de Științe U.R.S.S. Matematica, conținutul, metodele și importanța ei, vol. 2. București, Ed. științifică, 1962.
[49] *Ames, W.* Nonlinear parțial differential equations in engineering. New York, Academic Press, 1965.
[50] *Angot, A.* Complements de mathématiques. Paris, Ed. de la Revue d'Optique, 1961.
[51] de *G. Allen, D.N.* Relaxation méthods. New—York, Mc Graw-Hill, 1954.
[52] *Buckingham, R.* Numerical methods, 2nd. Londra, Pittman, 1963.
[53] *Butler, R.* și *Keer, E.* An introduction to numerical methods. Londra, Pittman, 1962.
[54] *Collatz, L.* The numerical treatement of differential equations. Berlin, Springer Verlag, 1966.
[55] *Franklin, J.* Numerical stability in digital and analog computation for diffusion problems. În : Journ. Math. and Phys., nr. 37, 1959, p. 305.
[56] *Hildebrand, F. B.* Introduction to numerical methodes. New York, Mc Graw-Hill, 1956.
[57] *Milne, W. E.* Numerical solution of differential equations. New York, 1953.
[58] National Physical Laboratory. Modern computing methods Notes on applied science. 16 MSO, 2nd ed. Londra, 1961.
[59] *Richtmyer, R.D.* Difference methods for initial-value problems. New York, Londra, Inst. Sc. Publ., 1960.
[60] *Varga, R. S.* On higher order stable implicit methods for solving parabolic partial differential equations. În : Journ. Math. and. Phys., nr. 3, 1961, p. 220.
[61] *Brailsford, E.* Investigation of eddy-current anomaly în electrical sheed-steels. În : Proceedings IEE, p. II, vol. **95**, 1948, p. 38.
[62] *Brailsford, F.* și *Burges, I. M.* Internal wave-form distorsion in silicon iron laminations for magnetization at 50 c/s. În : Proceedings IEE, p. C, vol. **108**, 1961, p. 458.
[63] *Makenzie, W.F.* Impedance and induced voltage measurements on iron conductors. În : Transactions AIEE, p. I, vol. **73**, 1955, p. 577.
[64] *Roberts, J.* Analogue treatement of eddy-currents and magnetic flux penetration in saturated iron. În : Proceedings IEE, p. C., vol. **109**, 1962, p. 406.
[65] *Roberts, J.* Analogue treatment of eddy-current problems involving two-dimensional fields. În : Proceedings IEE, p. C., vol. **107**, 1960, p. 11.

Intrat în redacție la 21.X.1966

Unele probleme ale folosirii calculului cu mărimi complexe la circuite de derivare neliniare

A. Semlyén* — Timișoara

CZ 621.372.44 : 511.24

Generalități

Utilitatea calculului cu mărimi complexe pentru studiul fenomenelor cu variație sinusoidală este, în general, recunoscută. Se știe că numai variabilele sinusoidale se pot reprezenta în complex ; totuși, într-o serie de cazuri ale aplicațiilor electrotehnicii ca, de exemplu, la mașini și transformatoare electrice, calculul cu mărimi complexe se utilizează în circuite neliniare, în regim staționar periodic. Desigur, în această situație, din cauza neliniarității apar armonici, astfel încît cel mult una dintre variabile poate fi sinusoidală ; armonicile însă nu se consideră, se ignorează, iar mărimile complexe se asociază armonicii de bază. În cazul particular frecvent întîlnit, cînd variabila primară este sinusoidală, armonica de bază și armonicile superioare ale funcției sînt univoc determinate de variabila primară. De aceea, calculul cu mărimi complexe se poate aplica și pentru armonici, rezultînd posibilitatea definirii unei impedanțe complexe $\underline{Z}_\nu$ pentru oricare armonică, impedanță care să reflecte, în raport cu variabila primară sinusoidală, modulul și faza armonicii considerate.

Folosirea calculului cu mărimi complexe în circuite neliniare ridică însă și alte probleme, în afara celei amintite.

Dintre acestea se vor examina acelea legate de felul în care se reflectă în variabila secundară, la o reprezentare prin mărimi complexe, mici creșteri ale variabilei primare sinusoidale. Sînt cunoscute scheme, la care aceste creșteri sau diferențe apar distinct, rezultînd, prin raportul lor, așa-numitele impedanțe diferențiale [1], [2], [3], [4], acestea putînd fi măsurate uneori direct în circuitele respective. În cele ce urmează, vom denumi circuite de derivare neliniare acele circuite cvadripolare

* Dr. ing. *A. Semlyén* este conferențiar la Institutul politehnic din Timișoara.

pasive, neliniare, la care, în regim staţionar periodic la o pereche de borne, apare impedanţa totală.

$$\bar{Z}_\nu = \frac{\bar{Y}_\nu}{\bar{X}}, \qquad (1)$$

iar la cealaltă, impedanţa diferenţială:

$$\bar{Z}_{d_\nu} = \frac{\mathrm{d}\bar{Y}_\nu}{\mathrm{d}\bar{X}}, \qquad (2)$$

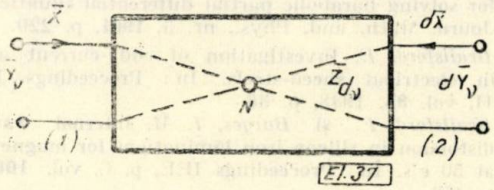


Fig. 1. Reprezentarea schematică a unui circuit de derivare.

unde:

$\bar{X}$ este variabila primară sinusoidală;

$\bar{Y}_\nu$ — armonica de ordinul ν a funcţiei.

Figura 1 reprezintă schematic un cvadripol de derivare. El are particularitatea că cele două perechi de borne corespund unor circuite fără cuplaj mutual, întrucît, potrivit cu relaţiile (1) şi (2), impedanţele de transfer sînt egale cu zero. Nodul N din figura 1 scoate în evidenţă acest fapt, dar şi o influenţă a circuitului (*1*) asupra circuitului (*2*) prin parametrii comuni neliniari ai cvadripolului. Văzut dinspre bornele (*2*) cvadripolul apare liniar atîta timp cît $\mathrm{d}X \ll X$, însă impedanţa diferenţială (*2*) este funcţie şi de unghiul ϱ dintre $\mathrm{d}\bar{X}$ şi $\bar{X}$.

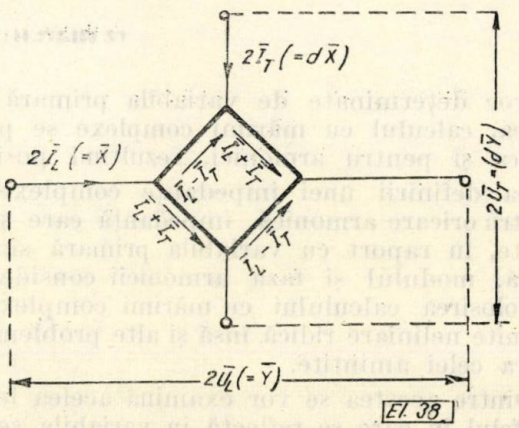


Fig. 2. Punte echilibrată cu rezistenţe neliniare: *L* — longitudinal; *T* — transversal.

Exemple de circuite de derivare neliniare sînt [1], [2], [3]:

— puntea echilibrată cu rezistenţe neliniare (fig. 2);

— miezurile feromagnetice contramagnetizate (fig. 3).

Acestea din urmă sînt aplicate pentru mărirea permeabilităţii la transformatoare de curent [4], [5].

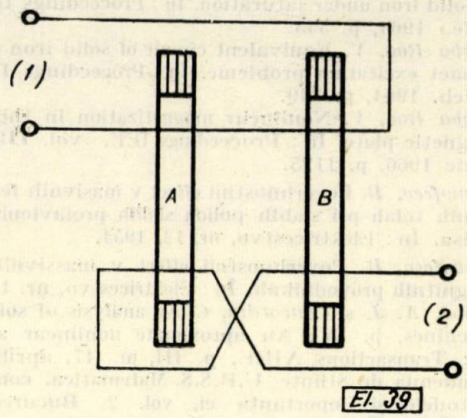


Fig. 3. Magnetizarea suplimentară în curent alternativ: (*1*) circuitul de contramagnetizare ($\bar{H}_S = \bar{X}$, $\bar{B}_S = \bar{Y}$, iar raportul lor $\bar{\mu}_S = \bar{Z}$); (*2*) circuitul de utilizare ($\bar{H} = \mathrm{d}\bar{X}$, $\bar{B} = \mathrm{d}\bar{Y}$, iar raportul lor $\bar{\mu} = \bar{Z}_d$).

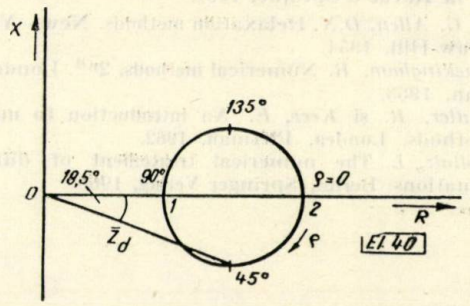


Fig. 4. Impedanţa circuitului transversal al punţii din figura 2.

Există prin urmare circuite electrice de curent alternativ, la care apare în afară de funcţia complexă

$$\bar{Y}_\nu = \bar{\mathrm{f}}\,(\bar{X}) \qquad (3)$$

şi derivata acesteia, avînd semnificaţia de impedanţă diferenţială (*2*). În [1] se arată că în cazul circuitelor neliniare funcţia complexă (3) este neanalitică, prin urmare impedanţa diferenţială (*2*) depinde de unghiul ϱ. Locul

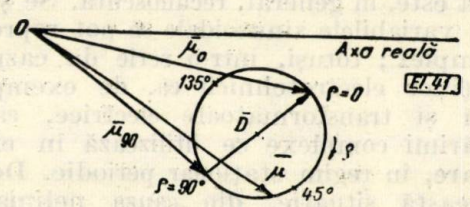


Fig. 5. Permeabilitatea diferenţială complexă la magnetizare suplimentară în curent alternativ (fig. 3).

geometric fiind însă un cerc situat în exteriorul originii sistemului de axe, $\bar{Z}_d$ are variaţii limitate. Din această cauză funcţia (3) s-a denumit cvasianalitică.

Pentru cazurile din figurile 2 şi 3 au rezultat locurile geometrice circulare din figurile 4 şi 5

În legătură cu cele arătate se pot ridica două probleme :

— folosirea funcțiilor de variabilă complexă este posibilă, conform celor indicate, în circuitele neliniare curent întîlnite. Se pune însă întrebarea dacă este corectă folosirea lor și la circuite de derivare, avînd în vedere caracterul lor neanalitic, cum și influența armonicilor ;

— care este explicația componentei inductive sau capacitive aparente a impedanței $\bar{Z}_d$ din circuitul transversal al punții cu rezistențe neliniare din figura 4, adică a puterii reactive Q_T din circuitul transversal, avînd în vedere că potrivit schemei din figura 1 circuitele după cele două diagonale nu sînt cuplate între ele, iar elementele punții sînt pur rezistive?

Problema armonicilor și a derivării funcțiilor complexe

Se consideră variabila sinusoidală

$$X_t = X \sin \omega t, \tag{4}$$

căreia îi corespunde funcția :

$$Y_t = Y_1 \sin (\omega t + \psi) + \sum_{\nu} Y_\nu \sin \nu \omega t. \tag{5}$$

Armonica de bază a lui Y_t are componenta „în fază" :

$$Y_1 \cos \psi \sin \omega t$$

și cea defazată cu 90° înainte față de X_t :

$$Y_1 \sin \psi \cos \omega t.$$

Considerînd pentru simplificarea prezentării cazul cîmpurilor magnetice, la care pierderile corespunzătoare ciclului de histereză dinamică se acoperă prin componenta armonicii de bază a lui H defazată cu 90° înainte față de B, armonicile superioare ale funcției Y_t s-au considerat toate „în fază" cu X_t.

Dînd lui $\bar{X}$ o creștere

$$\mathrm{d}\bar{X} = \mathrm{d}X\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\rho} = \mathrm{d}X (\cos \rho + \mathrm{j} \sin \rho), \tag{6}$$

variabila sinusoidală devine :

$$X_t^* = X^* \sin (\omega t + \varepsilon), \tag{7}$$

unde :

$$X^* = X + dX \cos \rho ; \tag{8}$$

$$\varepsilon = \frac{\mathrm{d}X \sin \rho}{X}. \tag{9}$$

Totodată se modifică și funcția (5) :

$$Y_t^* = Y_1^* \sin (\omega t + \varepsilon + \psi^*) + \Sigma_\nu Y_\nu^* \sin \nu (\omega t + \varepsilon), \tag{10}$$

unde :

$$\begin{aligned} Y_1^* &= Y_1 + Y_1' \cdot \mathrm{d}X \cos \rho ; \\ Y_\nu^* &= \bar{V}_\nu + Y_\nu' \cdot \mathrm{d}X \cos \rho ; \\ \psi^* &= \psi + \psi' \cdot \mathrm{d}X \cos \rho. \end{aligned} \tag{11}$$

Înlocuind (9) și (11) în (10) și efectuînd unele calcule intermediare, se obține :

$$\begin{aligned} \mathrm{d}Y_t = Y_t^* - Y_t = \mathrm{d}X \cos \rho \, [Y_1 \sin (\omega t + \psi)^*]' + \\ + \mathrm{d}X \sin \rho \left[\frac{Y_1}{X} \cos (\omega t + \psi) \right] + \\ + \mathrm{d}X \cos \rho \sum_\nu Y_\nu' \sin \nu \omega t + \\ + \mathrm{d}X \sin \rho \sum_\nu \frac{\nu Y_\nu}{X} \cos \nu \omega t. \end{aligned} \tag{12}$$

În relațiile de mai sus semnul ' indică derivarea în raport cu X.

Se remarcă faptul că la formarea diferențialei $\mathrm{d}Y_t$ armonicile s-au reprezentat prin termeni aditivi, prin urmare nu se influențează una pe cealaltă. De aceea se poate trece la reprezentarea lor în complex, lăsînd totodată la o parte factorul $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\nu\omega t}$ care exprimă variația în timp diferită a fiecărei armonici.

Pentru armonica de bază se obține :

$$\mathrm{d}\bar{Y}_1 = \bar{Y}_1' \, \mathrm{d}X \cos \rho + \mathrm{j} \frac{\bar{Y}_1}{X} \mathrm{d}X \sin \rho, \tag{13}$$

unde :

$$\bar{Y}_1' = \frac{\mathrm{d}\bar{Y}_1}{\mathrm{d}X} = \bar{Z}_{d_{1_0}} \tag{14}$$

este impedanța diferențială calculată pentru o variație a lui X după modul, deci la $\rho = 0$;

$$\frac{\bar{Y}_1}{X} = \bar{Z}_1 = \bar{Z}_{d_{1_{90^0}}} \tag{15}$$

este impedanța totală, egală cu impedanța diferențială la o rotire a lui $\bar{X}$, deci la $\rho = 90°$.

Pentru armonica de ordinul ν se obține :

$$\mathrm{d}\bar{Y}_\nu = Y_\nu' \, \mathrm{d}X \cos \rho + \mathrm{j} \frac{\nu Y_\nu}{X} \mathrm{d}X \sin \rho. \tag{16}$$

Dacă și la armonici s-ar fi considerat defazaje ψ_ν, în loc de Y_ν' și Y_ν, în relația (16) ar fi apărut $\bar{Y}_\nu'$ și $\bar{Y}_\nu$.

Funcțiile de timp din relația (12) se obțin înmulțind (13) și (16) cu $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}$, respectiv $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\nu\omega t}$ și reținînd partea imaginară.

Împărțind (13) și (16) cu (6) se obține impedanțele diferențiale :

$$\bar{Z}_{d_1} = \frac{\mathrm{d}\bar{Y}_1}{\mathrm{d}\bar{X}} = (\bar{Z}_{d_{1_0}} \cos \rho + \mathrm{j} \bar{Z}_1 \sin \rho) \, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\rho}, \tag{17}$$

$$\bar{Z}_{d_\nu} = \frac{\mathrm{d}\bar{Y}_\nu}{\mathrm{d}\bar{X}} = (Z_{d_{\nu_0}} \cos \rho + \mathrm{j} \nu Z_\nu \sin \rho) \, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\rho}, \tag{18}$$

care pot fi exprimate, în urma unor transformări, în forma :

$$\bar{a} + \bar{r} \, \mathrm{e}^{-2\mathrm{j}\rho},$$

unde (de exemplu în cazul relației (17)):

$$\bar{a} = \frac{\bar{z}_{d_{1_0}} + \bar{z}_1}{2};$$

$$\bar{r} = \frac{\bar{z}_{d_{1_0}} - z_1}{2}.$$

Prin urmare, relațiilor (17) și (18) le corespund locuri geometrice circulare (fig. 6 și 7), $\bar{a}$ indicînd poziția centrului cercului cu raza $\bar{r}$.

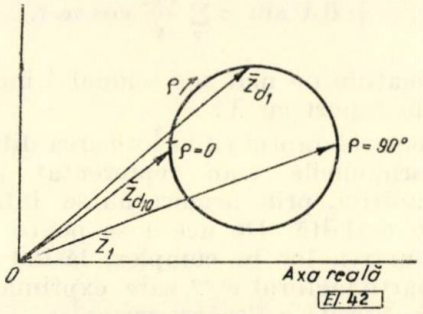


Fig. 6. Impedanța diferențială complexă pentru armonica de bază.

Din cele arătate se desprind următoarele:

— caracterul neanalitic al funcțiilor complexe nu este un impediment pentru a folosi derivatele lor, deoarece derivările se fac după

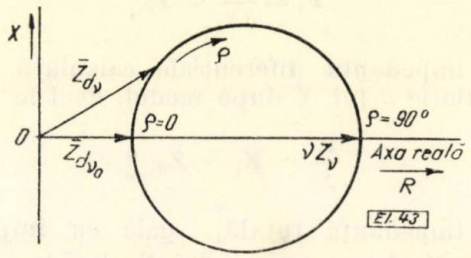


Fig. 7. Impedanța diferențială complexă pentru armonica de ordinul ν.

direcții bine determinate, în particular după modulul și argumentul de fază al variabilei (adică longitudinal și transversal). Impedanțele diferențiale particulare obținute determină un loc geometric circular, fixînd extremitățile unui diametru al cercului;

— armonicile superioare se comportă aditiv, din care cauză noțiunea de impedanță diferențială se poate utiliza pentru fiecare armonică în parte;

— deși la armonici nu s-a considerat nici un defazaj între funcție și variabilă, un defazaj apare la impedanța diferențială ($\bar{Z}_{d_\nu}$, fig. 7);

— la X dat, $\bar{Z}_{d_1}$, respectiv $\bar{Z}_{d_\nu}$ depind numai de ρ, prin urmare circuitul de derivare (2) din figura 1 este liniar.

Problema defazajului

Evident, defazajul produs în circuitul transversal al punții cu rezistențe neliniare (fig. 4) nu poate fi explicat printr-o tensiune care ar rezulta din circuitul longitudinal, puntea fiind echilibrată. Explicația trebuie căutată în influența diferită a curentului transversal asupra rezistențelor neliniare ale punții. Să considerăm cazul simplu (fig. 8) cînd $\rho = 45°$ și

$$\bar{I}_T = 1 + j\,1 \; (\ll \bar{I}_L = I_L).$$

Fie (în unități relative) $R = 1$, iar $R^* = \frac{dU}{dI} = 2$. Dacă $\rho = 90°$, $\bar{I}_T$ nu modifică modulul lui $\bar{I}_L$, prin urmare intervine $R = 1$; dacă $\rho = 0$, $\bar{I}_T$ se adaugă în fază la $\bar{I}_L$, prin urmare intervine $R^* = 2$. Se poate scrie deci tabela 1.

Tabela 1

Componenta	Curentul	Rezistența	Tensiunea
90°	1	1	1
0°	1	2	2

Rezultă tensiunea $\bar{U}_T$ din figura 8, defazată în urmă cu 18,5° față de $\bar{I}_T$, întocmai cum rezultă și din figura 4.

Locul geometric al lui $\bar{U}_T$, la I_T = const. și ρ variabil este o elipsă (fig. 8).

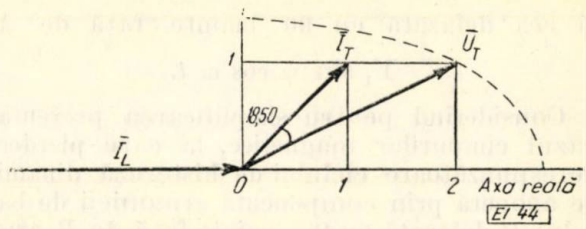


Fig. 8. Explicarea defazajului în circuitul transversal.

Fapul că defazajului indicat în figura 8 îi corespunde un defazaj în sens opus în circuitul longitudinal, cu egalitatea puterilor reactive, rezultă din figura 9. Pe rezistențele la care curenții se adună, respectiv se scad, curentul rezultant este OA', iar tensiunea corespunzătoare OB', respectiv OA'' și OB''. Tensiunea longitudinală este:

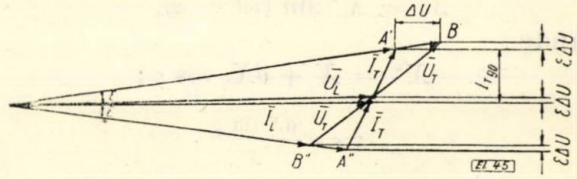


Fig. 9. Diagrama tensiunilor și a curenților la puntea cu rezistențe neliniare ($R = 1$).

$$\bar{U}_L = \frac{\overline{OB'} + \overline{OB''}}{2}$$

şi are deci o componentă $\varepsilon \Delta U$ defazată înainte faţă de $\bar{I}_L$ cu 90°. Prin urmare puterile reactive vor fi :

$$Q_T = I_{T90} \Delta U, \tag{19}$$

$$Q_L = I_L \cdot \varepsilon \Delta U. \tag{20}$$

Observînd că :

$$I_{T90} = I_L \varepsilon, \tag{21}$$

rezultă :

$$Q_T = Q_L.$$

Prin urmare puntea mijloceşte un transfer de putere reactivă.

O rezistenţă respectiv impedanţă liniară variabilă în funcţie de un unghi (fig. 4) poate fi utilizată pentru modelarea reactanţei unui generator sincron, dependentă în mod similar de faza curentului din indus.

Concluzii

— În circuitele în care apar creşterile unor variabile sinusoidale (circuite de derivare), noţiunea de impedanţă diferenţială are un sens precis pentru fiecare armonică ce apare datorită neliniarităţii.

— Impedanţele diferenţiale complexe au un loc geometric circular ca pentru armonica fundamentală, parametrul pe cerc fiind unghiul de defazaj ρ dintre variabila primară şi creşterea ei.

— Deşi circuitele de derivare nu au cuplaj direct cu circuitul principal, impedanţele de transfer fiind egale cu zero, există totuşi un transfer de putere; unele aspecte ale unui transfer de putere reactivă au fost lămurite în cazul unei punţi cu rezistenţe neliniare, pur ohmice.

Bibliografie

[1] *Semlyén, A.* Contribuţii privind proprietăţile impedanţelor diferenţiale. În : Electrotehnica, nr. 1, 1962.

[2] *Semlyén, A.* Permeabilitatea magnetică complexă la cîmpuri mici, în cazul unei magnetizări concomitente intense în curent alternativ. În : Electrotehnica, nr. 5, 1960.

[3] *Lucescu, T.* Teoria magnetizării suplimentare alternative a miezurilor feromagnetice. În : Electricitatea, nr. 3, 1952.

[4] *Bose, T. K.* Theory and Design of Premagnetized Curent Transformers. În : Power Apparatus and Systems, 1960, p. 1029.

[5] *Semlyén, A.* Calculul erorii transformatoarelor de curent cu magnetizarea suplimentară în curent alternativ, pe baza diagramei permeabilităţii complexe a miezului. Academia Republicii Socialiste România, Baza-Timişoara, Studii şi cercetări ştiinţe tehnice, tom. VII, 1960, fasc. 3—4.

[6] *Dolghinov, A. I.* Rezonans v electriceskih ţepiah i sistemah. Moscova, Gosenergoizdat, 1957.

Intrat în redacţie la 9.IV.1966

Separarea componentelor pierderilor suplimentare la mers în gol la maşina asincronă cu rotorul în colivie

Ovidiu Drăgănescu şi Gheorghe Galbenu * — Craiova

CZ 621.313.333.2.017.3

Tendinţa actuală în construcţia de maşini electrice este de a obţine produse cu parametri funcţionali ridicaţi şi cu randament superior.

Pentru aceasta este necesară, printre altele, cunoaşterea cît mai exactă a componentelor pierderilor suplimentare în maşină, a cauzelor, cum şi a locului unde se produc.

În această lucrare se face o prezentare a cauzelor şi a locului pierderilor suplimentare în maşina de inducţie de tipul amintit, analizîndu-se componentele pierderilor suplimentare la mers în gol, cum şi ponderea lor în raport cu pierderile totale. În acest scop s-au efectuat o serie de cercetări experimentale pentru separarea componentelor pierderilor suplimentare la mers în gol, pe o maşină cu două variante de rotoare (rotor cu crestătură înclinată pe generatoare şi rotor cu crestătură dreaptă). Aceasta a permis să se tragă concluzii şi asupra influenţei înclinării crestăturii rotorice şi asupra acestor componente în cazul motoarelor studiate.

I. Cauzele producerii pierderilor suplimentare

În maşina de inducţie, pierderile suplimentare au două cauze principale.

a) Pierderi suplimentare, datorite variaţiei fluxului principal, variaţie cauzată de modificarea permeanţei circuitului magnetic. Datorită efectului deschiderii crestăturii pe fundamentala fluxului principal se suprapune o armonică numită uneori de dantură. Amplitudinea acestei armonici este importantă la maşinile mari unde crestăturile sînt deschise. Pierderile suplimentare provocate de aceste armonici apar la funcţionarea în regim de mers în gol.

* *O. Drăgănescu şi Gh. Galbenu* sînt ingineri principali la laboratorul central al Uzinelor „Electroputere" — Craiova.

b) Pierderile suplimentare datorită fluxului de scăpări sînt produse de efectele distribuţiei de curent care produce în întrefier o t.m.m. în trepte şi, parţial, de efectele inducţiei proprii a bobinajelor. Acestea apar, în totalitatea lor, la funcţionare la sarcina nominală a maşinii.

II. Componentele pierderilor suplimentare

1. *Pierderi superficiale*

Aceste pierderi suplimentare în fier au loc la suprafaţa rotorului şi la suprafaţa statorului şi sînt produse de :

a — armonicile fluxului principal, datorită variaţiilor de permeanţă care apar în gol ;

b — fluxurile corespunzătoare armonicilor de scăpări în întrefier, care apar în sarcină.

Pierderile superficiale sînt produse, în special, de curenţii turbionari de înaltă frecvenţă. Ele depind, în mod complex, de tipul, de numărul crestăturilor şi de valoarea întrefierului.

Componenta pierderilor, datorită variaţiilor fluxului principal, variază cu pătratul tensiunii aplicate, iar cea datorită fluxului de scăpări în întrefier va varia cu pătratul curentului.

2. *Pierderi pulsatorii în dinţi*

Armonicile fluxului principal şi ale fluxului de scăpări din întrefier, provocate de mişcarea relativă a dinţilor rotorului şi ai statorului, dau naştere la pierderi suplimentare în dinţii rotorului şi ai statorului. Valoarea acestor pierderi este condiţionată de tipul şi de numărul crestăturilor, cum şi de mărimea întrefierului. Intensitatea fluxurilor care produc pierderile prin impulsuri în dinţi este determinată de saturaţia dinţilor. Pentru acest motiv, componenta RI^2 a pierderilor nu mai este proporţională cu pătratul tensiunii aplicate sau al curentului.

3. *Pierderi prin curentul de circulaţie în colivie, datorite fluxurilor pulsatorii în dinţi*

Armonicile fluxului principal şi cele ale fluxului de scăpări din întrefier, al căror mecanism de producere a fost expus mai înainte, induc curenţi armonici în colivie, dînd naştere la pierderi de tipul RI^2. Aceste pierderi depind atît de parametrii care determină fluxul, cît şi de impedanţa coliviei. Impedanţa opusă de colivie t.e.m. armonici depinde şi de impedanţa dintre colivie şi oţelul rotoric.

Pierderile determinate de curenţii armonici din colivie se măresc cu creşterea diferenţei dintre numărul de crestături ale rotorului şi cele ale statorului. În cazul statoarelor cu crestături deschise, aceste pierderi pot fi importante în gol. În statoarele cu crestături semiînchise, acest tip de pierderi poate fi important în sarcină datorită saturaţiei dinţilor.

4. *Pierderi prin curentul de circulaţie în colivie datorite armonicilor înfăşurării statorice*

Armonicile de ordin inferior 5, 7, 11 etc. ale fluxului induc curenţi în colivie, care depind de alunecarea relativă a cîmpului. Aceşti curenţi provoacă cupluri parazite care deformează caracteristica mecanică fundamentală a motorului. Pierderile datorită acestor curenţi variază, în general, cu pătratul curenţilor de sarcină.

5. *Pierderile datorită fluxului de scăpări în crestătură*

Înfăşurările statorice. Fluxul de scăpări în crestătură produce curenţi turbionari de frecvenţă egală cu a reţelei. Aceşti curenţi produc pierderi în cupru, care devin importante la conductorul cu secţiune transversală mare.

Înfăşurările rotorice. Pierderile indicate la punctul anterior apar în înfăşurările rotorice în perioada pornirii. În funcţionarea în sarcină, datorită frecvenţei foarte mici a fluxului care le produce, aceste pierderi sînt mici.

6. *Pierderile datorită fluxului de scăpări din pană*

Fluxul de scăpări din penele înfăşurării se poate cupla, parţial, cu părţi constructive ale motorului, dînd pierderi în acestea prin curenţi turbionari de frecvenţă a reţelei. Aceste pierderi în fier variază, practic, cu pătratul curentului.

În afara componentelor pierderilor suplimentare indicate anterior mai există şi alte componente ; ponderea lor fiind însă neglijabilă, nu au mai fost descrise.

La funcţionarea maşinii de inducţie în regim de mers în gol vom găsi, în totalitatea lor, componentele pierderilor suplimentare ale căror cauze sînt indicate la punctul a, precum şi o parte din pierderile datorite cauzelor de la punctul b, deoarece la funcţionarea în regimul amintit, în înfăşurarea statorului apare un curent cuprins între 30 şi 50% din curentul nominal.

III. Rezultatele cercetărilor experimentale

Rezultă că la mers în gol se dezvoltă pierderi suplimentare atît în rotor, cît şi în stator. Pentru separarea pierderilor suplimentare rotorice de cele din stator s-a utilizat metoda antrenării sincrone [5] a maşinii de încercat, aceasta fiind în acelaşi timp alimentată de la reţea (fig. 1).

Puterea primită de maşina de încercat la arbore se consumă pentru a acoperi pierderile suplimentare în rotorul său şi pierderile mecanice. În scopul măririi preciziei de măsurare, puterea a fost măsurată la ambele maşini cu wattmetre de $\cos \varphi = 0{,}1$, montate pe fiecare fază.

Încercările s-au făcut pe un motor asincron cu parametrii $P_N = 315$ kW; $U_N = 6$ kV; $N_0 = 750$ rot/min; $Z_1 = 72$; $Z_2 = 88$, cu rotorul cu colivie din bare înalte de aluminiu, presate radial și au decurs în mai multe etape pe care le vom descrie în continuare.

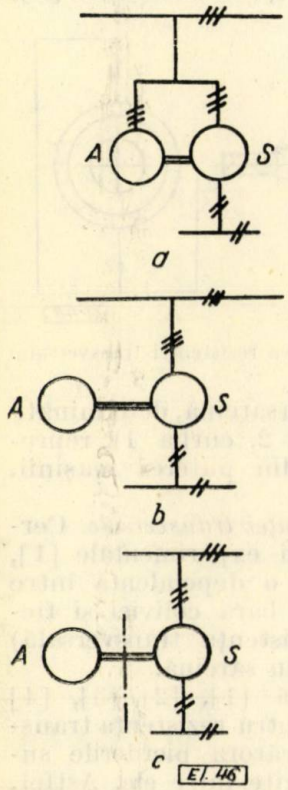


Fig. 1. Schema pentru determinarea pierderilor suplimentare în rotorul mașinii asincrone :
A — mașina de încercat; *S* — mașina sincronă de antrenare.

1. Rotor cu crestătură înclinată pe generatoare

Cercetările experimentale s-au desfășurat în prima parte asupra motorului la care rotorul avea crestătura înclinată pe generatoare cu un pas al crestăturii statorice.

1.1. *Separarea componentelor pierderilor suplimentare la mers în gol.* Rotorul a fost strunjit la cota finală, avînd, de asemenea, efectuate toate prelucrările mecanice premergătoare introducerii barelor. Utilizînd schema din figura 1, motorul a fost încercat fără bare în crestăturile rotorului.

În acest regim de funcționare, motorul primește putere atît de la rețea, cît și de la mașina de antrenare. Puterea primită de la rețea se consumă pentru magnetizarea statorului, pentru acoperirea pierderilor RI^2 datorite curentului de mers în gol din înfășurarea statorică, precum și pentru acoperirea pierderilor suplimentare în stator, și anume :

a — pierderi superficiale în dinții statorului;
b — pierderi pulsatorii în dinții statorului;
c — pierderi datorite fluxului de scăpări din crestătura statorului;
d — pierderi datorite fluxului de scăpări din pana statorului.

Componentele pierderilor suplimentare care depind de curent sînt mult diminuate față de valoarea lor în sarcină, datorită faptului că în regimul acesta, curentul statoric este aproximativ 35% din cel nominal. Toate componentele pierderilor suplimentare din circuitul magnetic și electric al statorului apar înglobate, împreună cu pierderile în fierul statoric, în pierderile rezultate din diferența puterii absorbite prin stator și puterea consumată sub forma RI^2 în înfășurarea statorică datorită curentului de mers în gol. Pierderile globale statorice la mers în gol, determinate astfel pentru acest regim, sînt indicate în tabela 1.

Puterea primită de mașina de încercat de la mașina de antrenare se consumă pentru acoperirea pierderilor suplimentare din rotor și a pierderilor mecanice. Componentele pierderilor suplimentare rotorice, care apar în acest stadiu constructiv al rotorului, sînt :

a — pierderi superficiale în rotor;
b — pierderi pulsatorii în dinții rotorului.

Întrucît barele nu sînt introduse în crestăturile rotorice, ambele componente ale acestor pierderi suplimentare apar în totalitatea lor.

În acest mod s-au separat pierderile suplimentare superficiale și pulsatorii în dinții rotorului. Valoarea lor indicată în tabela 1 este comparabilă cu a pierderilor globale de magnetizare absorbite prin stator. Cantitativ, se observă că aceste pierderi au pondere mare în ansamblul pierderilor totale, reprezentînd aproximativ 10% din acestea și aproximativ 1% din puterea mașinii. Valoarea mare a acestor pierderi se datorește atît profilului crestăturilor, cît și prelucrărilor mecanice pregătitoare la care este supus rotorul.

În etapa următoare, în crestăturile rotorului s-au introdus bare de aluminiu presate radial.

Utilizînd același montaj și aceleași aparate, s-au determinat pierderile din stator și rotor. Pierderile globale ale statorului în această fază constructivă (tabela 1) au rămas, practic, egale cu cele din faza anterioară, întrucît introducerea barelor în rotor nu a provocat practic nici o modificare în natura și importanța cauzelor care determină componentele pierderilor suplimentare statorice la mers în gol.

Puterea primită de mașina de încercat prin rotor a crescut în urma introducerii barelor în crestături. Diferența dintre pierderile suplimentare rotorice, determinate în această fază constructivă și cele determinate în faza în care rotorul nu avea bare, reprezintă componenta pierderilor suplimentare datorită curenților induși în barele rotorului de pulsațiile fluxului principal și de scăpări, cum și a armonicilor superioare ale t.m.m. statorice. Această componentă a pierderilor suplimentare, în cazul crestăturilor rotorice înclinate, este importantă ca valoare, ea reprezentînd 13%, în cazul studiat, din valoarea pierderilor totale. Trebuie remarcat faptul că pierderile superficiale pulsatorii în dinții rotorului și cele datorite curenților din barele coliviei reprezintă aproape 25% din suma pierderilor totale și sînt deci foarte mari pentru acest tip de crestătură.

A treia etapă în procesul de separare a componentelor pierderilor suplimentare la mers în gol a constituit-o determinarea acestor pierder cu barele unite cu inele de scurtcircuitare, dec

cu colivie completă. Rezultatele măsurătorilor efectuate cu metoda și aparatura anterior utilizată arată că atît pierderile în stator, cît și cele din rotor păstrează, practic, aceleași valori ca la faza constructivă anterioară (tabela 1).

Pentru compararea rezultatelor obținute, pierderile totale la mers în gol au fost determinate și prin metoda clasică [5] care constă în măsurarea puterii absorbite la funcționarea mașinii asincrone în gol, pentru diverse valori ale tensiunii aplicate. Din reprezentarea caracteristicii $P_0 - P_{Cu\,0} = f(U_0)$ a rezultat pentru componenta denumită „pierderi în fier la mers în gol": $P_{Fe} = P_0 - P_{Cu\,0} - P_{m+v}$, la tensiunea nominală o valoare, practic, egală cu suma pierderilor globale din stator și a celor suplimentare din rotor, determinate prin metoda antrenării.

Rezultatul, de vizibilă egalitate între pierderile obținute prin cele două metode, duce la concluzia că separarea în componente individuale ale pierderilor suplimentare rotorice la mers în gol corespunzătoare celor trei faze constructive este corectă pentru tipul de rotor studiat.

1.2. Determinarea pierderilor suplimentare în sarcină. În scopul efectuării unui studiu experimental cît mai complet al acestei variante constructive de mașină asincronă s-au determinat pierderile suplimentare în sarcină prin metoda „contra timp". O analiză critică a

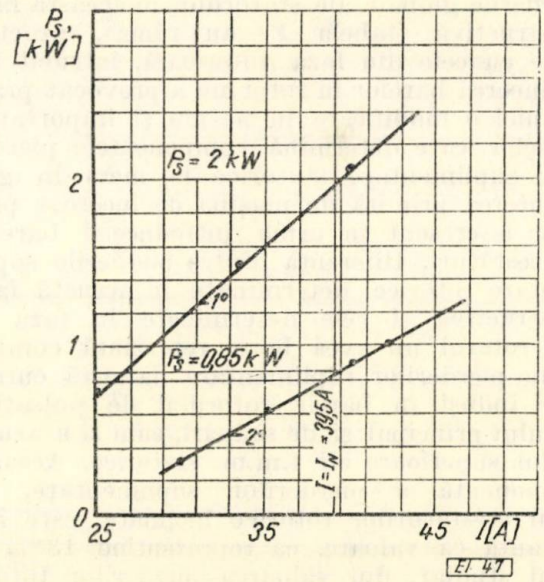


Fig. 2. Caracteristicile pierderilor suplimentare în sarcină, în funcție de curentul statoric, determinate prin metoda „contra cîmp":
1 – rotorul cu crestăturile înclinate; *2* – rotorul cu crestăturile drepte.

acestei metode a fost făcută, recent, de Chalmers [8].

În scopul reducerii erorilor de măsurare s-au utilizat atît la mașina de antrenare, cît și la mașina de încercat, wattmetre de cos $\varphi = 0{,}1$ montate pe fiecare fază. Pentru același motiv, antrenarea mașinii de încercat s-a făcut cu un motor sincron, funcționînd în regim supraexcitat, a cărui putere a fost de același ordin de mărime cu cel al mașinii încercate [7].

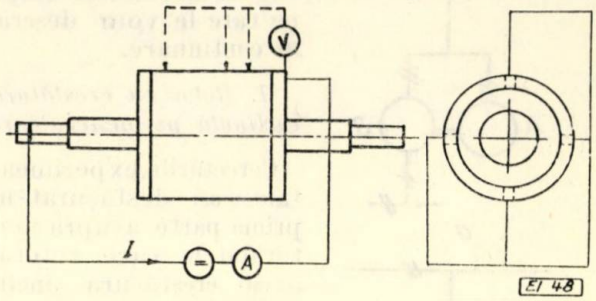


Fig. 3. Schema pentru determinarea rezistenței transversale.

Pierderile suplimentare în sarcină, determinate prin această metodă (fig. 2, curba 1), reprezintă aproximativ 0,8% din puterea mașinii, procent relativ redus.

1.3. Determinarea rezistenței transversale. Cercetări recente, teoretice și experimentale [1], [2], [4], [6], [7], indică o dependență între rezistența electrică dintre bara coliviei și fierul rotoric (denumită rezistența transversală) și pierderile suplimentare în sarcină.

În literatura menționată [1], [2], [3], [4] se stabilesc trei domenii pentru rezistența transversală corespunzătoare cărora pierderile suplimentare au valori diferite între ele. Astfel, după lucrarea [1] pentru zona rezistențelor transversale pentru care este satisfăcută condiția $\gamma l \gg 1$, pierderile suplimentare sînt procentual foarte mici.

În schimb, pentru rezistențe transversale pentru care γl este de ordinul unității, pierderile au valori maxime, pentru ca apoi valoarea lor să scadă hiperbolic atunci cînd crește rezistența transversală, astfel încît este satisfăcută inegalitatea $\gamma l \ll l$.

Determinările experimentale ale rezistenței transversale au fost făcute de autori [1], [2], [3], [4], pe mașini de puteri mici, în jur de 3–5 kW cu schema din figura 3.

Utilizînd aceeași schemă la motorul studiat s-au măsurat și rezistențele transversale pentru aproximativ 10% din barele sale. Valoarea rezistenței transversale medii, obținute prin măsurarea căderii de tensiune fier-bară la mijlocul fiecărui pachet de fier, este indicată în tabela 1.

Se constată că valoarea rezistenței transversale determinate la tipul de rotor studiat este situată în domeniul valorilor mici. La măsurarea căderii de tensiune bară-fier s-a observat o schimbare a polarității tensiunii la pachetele de la jumătatea rotorului considerate în sens axial. Ca valoare, căderea de tensiune măsurată a diferit de la pachet la pachet,

Tabela 1

	Rotor cu crestături înclinate pe generatoare			Rotor cu crestături drepte pe generatoare		
	fără bare	cu bare	cu bare și inele	fără bare	cu bare	cu bare și inele
$P_{Fe\ stator}$, W	3 540	3 530	3 530	3 560	3 415	3 370
$P_{Fe\ R}$, W	3 300	—	—	4 800	—	—
$P_{Fe\ R}+P_B$, W	—	7 400	—	—	6 270	—
$P_{Fe\ R}+P_C$, W	—	—	7 470	—	—	5 220
P_B, W	—	4 100	—	—	1 470	—
$P_{Fe\ st}+P_{Fe\ R}+P_C$, W	—	—	11 000	—	—	8 590
P_{Fe} metodă clasică, W	—	—	11 030	—	—	8 170
P_s, W	—	2 000	—	—	850	—
R_q, Ωm	—	$0{,}8810^{-6}$	—	—	$4{,}5.10^{-6}$	—

$P_{Fe\ stator}$ – pierderile globale în fierul statoric;
$P_{Fe\ R}$ – pierderile în rotorul fără bare;
P_B – pierderile în barele coliviei;
P_C – pierderile în rotor cu colivia completă;
$P_{Fe\ metoda\ clasică}$ – pierderile în fier determinate prin metoda clasică;
P_s – pierderile suplimentare în sarcină;
R_q – rezistența transversală bară-fier.

datorită rezistenței transversale diferite. Această variație de la pachet la pachet a rezistenței transversale se datorește presării radiale neuniforme a barei în crestătură.

2. *Rotor cu crestătură dreaptă*

În scopul analizării influenței pe care înclinarea crestăturii rotorice o are asupra componentelor pierderilor suplimentare la mers în gol, s-au făcut încercări similare și asupra unui motor cu crestătura rotorului dreaptă. În acest sens s-a realizat, pentru același stator, un rotor cu crestătura rotorului dreaptă.

2.1. Separarea componentelor pierderilor suplimentare la mers în gol. Încercările experimentale au fost făcute după metoda amintită, păstrîndu-se montajul, aparatele și locul lor în schemă, ca la experiențele anterioare.

În prima etapă s-au determinat pierderile în rotorul cu prelucrările mecanice terminate și fără bare introduse în crestături.

Pierderile globale de magnetizare în stator, măsurate în această fază constructivă, au avut, practic, o valoare egală cu cele de la faza similară pentru rotorul cu crestăturile înclinate.

Pierderile suplimentare rotorice (tabela 1) au fost mai mari decît cele determinate la rotorul cu crestături înclinate.

Diferența se datorește, probabil, procesului tehnologic de prelucrare a crestăturilor, mai accentuat la acest rotor.

În etapa a doua s-au determinat pierderile suplimentare în rotor și cele globale de magnetizare în stator, rotorul avînd barele introduse în crestături. Se observă o creștere a pierderilor suplimentare rotorice, față de situația în care rotorul nu avea barele introduse. Această creștere a pierderilor suplimentare rotorice constituie componenta pierderilor datorite curenților din barele coliviei și este de aproape trei ori mai mică decît la rotorul cu crestături înclinate.

Rezultă deci că înclinarea crestăturii rotorice mărește componenta pierderilor suplimentare datorită curenților din barele coliviei.

Referitor la pierderile globale de magnetizare din stator se remarcă o micșorare a valorii lor față de faza constructivă anterioară.

În cea de-a treia etapă, rotorul a avut inelele de scurtcircuitare montate, deci colivia completă. Valoarea pierderilor suplimentare rotorice pentru colivia completă a scăzut în comparație cu faza constructivă anterioară. Această comportare este, de asemenea, diferită și față de situația în care rotorul avea colivia completă și crestăturile înclinate. În acel caz, pierderile suplimentare rotorice au avut, practic, aceeași valoare ca în faza în care rotorul conține numai barele introduse în crestături.

În această fază constructivă se remarcă, de asemenea, o diminuare a pierderilor globale de magnetizare în stator, în comparație cu faza în care barele rotorice nu erau unite cu inele de conexiune. Reducerea valorii pierderilor suplimentare în rotor poate fi determinată de micșorarea de amplitudine a armonicilor fluxului principal și a fluxurilor în dispersie. La rotorul cu crestături drepte, curenții armonici, circulînd în totalitatea lor prin barele coliviei, dau naștere la t.m.m. armonică de reac-

ţie, în opoziţie de fază cu t.m.m. inductoare, ceea ce are ca efect diminuarea fluxurilor inductoare şi deci şi a pierderilor superficiale şi pulsatorii în dinţii rotorului.

Micşorarea în amplitudine a fluxurilor armonice are ca efect reducerea pierderilor suplimentare în stator, care sînt incluse în pierderile globale de magnetizare. Acest fapt este ilustrat de reducerea valorii pierderilor globale în stator, în a doua şi a treia fază constructivă, faţă de prima fază, în care rotorul nu avea bare.

La rotorul cu crestături înclinate, datorită înclinării, bara constituie un circuit deschis pentru t.e.m. armonice de dantură. Curenţii care se stabilesc, ca urmare a faptului că punctele de-a lungul barei înclinate se găsesc la potenţiale diferite, se închid prin pereţii transversali ai crestăturii, motiv pentru care au fost numiţi în literatură curenţi transversali.

T.m.m. de reacţie creată de aceşti curenţi armonici nu este în opoziţie de fază cu f.m.m. inductoare şi, ca atare, fluxul inductor îşi păstrează, practic, amplitudinea şi în situaţia în care barele sînt introduse şi chiar unite cu inele de conexiune.

Rezultă deci că la rotorul cu crestături înclinate pe generatoare a putut fi pus în evidenţă efectul curenţilor transversali care apar la mers în gol şi provoacă pierderi importante.

Comparativ cu valoarea pierderilor suplimentare în sarcină, determinate prin metoda contracurent, pierderile suplimentare în gol datorită curenţilor induşi în bară în majoritatea lor cu circulaţie transversală sînt mult mai mari la motorul studiat. La rotorul cu crestături drepte, deoarece t.m.m. de reacţie a curenţilor armonici axiali din bare interacţionează cu t. m. m. inductoare, se micşorează fluxul rezultat şi deci scad pierderile superficiale şi pulsatorii din rotor şi stator.

Ca atare, la acest tip de crestături nu pot fi puse în evidenţă componentele pierderilor suplimentare în rotor. Prin metoda clasică s-au determinat pierderile „în fier la mers în gol". Valoarea lor obţinută prin această metodă este egală, practic, cu suma pierderilor suplimentare rotorice şi a pierderilor globale de magnetizare din stator, determinate prin metoda antrenării.

Comparînd pierderile în fier la mers în gol, determinate pentru rotorul cu crestături drepte, se remarcă o scădere a acestora cu aproximativ 0,9% raportat la puterea utilă a motorului, faţă de cele obţinute la motorul cu crestăturile înclinate pe generatoare. Micşorarea pierderilor „în fier la mers în gol" pentru rotorul cu crestături drepte reprezintă aproximativ 25% din pierderile similare, determinate pentru rotorul cu crestături înclinate.

2.2. Determinarea pierderilor suplimentare în sarcină. Pierderile suplimentare în sarcină prin metoda" contra cîmp" au fost măsurate şi pentru acest tip de rotor.

Valoarea obţinută indică o diminuare cu aproximativ 50% a acestui gen de pierderi (tabela 1) în comparaţie cu cele determinate pentru rotorul cu crestături înclinate. Rezultă deci că motorul cu crestăturile rotorului drepte are randamentul cu peste 1% mai bun decît cel la care rotorul are crestăturile înclinate.

2.3. Determinarea rezistenţei transversale. Utilizînd metoda indicată în [1], [2], [3], [4], s-au determinat rezistenţele transversale pentru aproximativ 10% din numărul barelor, la rotorul cu crestăturile drepte.

Valoarea medie a rezistenţei transversale pentru rotorul cu bare drepte (tabela 1) este de aproximativ 5 ori mai mare decît la rotorul cu bare înclinate. Datorită înclinării crestăturii rotorice pe generatoare, introducerea barei este mult mai dificilă. Presarea radială a barei, pentru a intra în crestătură, determină un contact mai bun bară-fier, ceea ce explică valoarea mai mică a rezistenţei transversale la acest tip de rotor, în comparaţie cu rotorul cu crestături drepte. De remarcat este şi faptul că la rotorul cu crestături drepte nu s-a mai observat o schimbare a polarităţii căderii de tensiune fier-bară.

IV. Concluzii

Din analiza cercetărilor experimentale, efectuate asupra motorului amintit, pentru a separa componentele pierderilor suplimentare la mers în gol, cum şi pentru determinarea influenţei înclinării crestăturii rotorice asupra lor şi asupra altor parametri ai maşinii, rezultă următoarele:

— înclinarea pe generatoare a crestăturii rotorice determină apariţia unor curenţi armonici transversali importanţi la mers în gol, care provoacă pierderi suplimentare procentuale mari;

— pierderile suplimentare la mers în gol, localizate în rotor, reprezintă aproximativ 2% din puterea motorului, fiind cu aproximativ 250% mai mari decît pierderile suplimentare în sarcină;

— îndreptarea crestăturilor rotorice micşorează componentele pierderilor suplimentare la mers în gol atît din rotor, cît şi din stator;

— îndreptarea crestăturilor rotorice micşorează pierderile suplimentare în sarcină;

— în condiţii tehnologice similare, la rotoarele cu crestături drepte şi colivia realizată prin presarea radială a barelor, rezistenţa transversală este mai mare decît la rotorul cu crestături înclinate pe generatoare.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Pierderi suplimentare în rotoarele cu colivie ale maşinilor asincrone şi sincrone. In : Electrotehnica, nr. 10, 1964, p. 361—368.
[2] *Nedelcu, V.* Pierderi suplimentare în sarcină în maşinile asincrone. In : Electrotehnica, nr. 12, 1961, p. 423—432.
[3] *Băbuţia, I.* Contribuţii la studiul şi reducerea pierderilor suplimentare în fier, din maşinile asincrone trifazate. Autoreferat asupra tezei de doctorat. Institutul politehnic Timişoara, 1965.
[4] *Odok, A. M.* Stray-Load Losses and Stray Torques in Induction Machines. In : Trans. AIEE, partea III vol. **77**, 1958, p. 43—53.
[5] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. IV. Bucureşti. Editura tehnică, 1960.
[6] *Drăgănescu, Ov.* şi *Galbenu, Gh.* Cercetări experimentale asupra caracteristicii de pornire a maşinilor electrice rotative, sincrone şi asincrone. In : Electrotehnica, nr. 8, 1964, p. 286—294.
[7] *Drăgănescu, Ov.* şi *Galbenu, Gh.* Influenţa înclinării crestăturii rotorice asupra performanţelor motorului asincron. In : Electrotehnica, nr. 1, 1966, p. 7—10.
[8] *Chalmers, I. B.* Stray Losses in Squirel Cage Induction Motors. Validity of the Reverse-Rotation Test Method. In : Proceedings IEE, vol. **110**, nr. 10, octombrie 1963, p. 1773—1777.

Intrat în redacţie la 20.XI.1966

Studiul variaţiei tensiunii electromotoare a elementelor Leclanché şi Grenet iradiate cu ultrasunete

Ilie Gavrilă şi Nicu Ionaşcu * — Braşov

CZ 621.352.32.015.1

Îmbunătăţirea condiţiilor de funcţionare a surselor chimice de curent constituie tema multor cercetări ştiinţifice. Unii cercetători scot în evidenţă îmbunătăţirea parametrilor de funcţionare a surselor chimice de curent prin obţinerea unor t.e.m. mai ridicate, prin obţinerea unor curbe de descărcare line, prin modificarea unor parametri ai pilelor respective.

Din cercetări numeroase se constată, de asemenea, că ultrasunetele produc accelerarea anumitor procese chimice, care se datoreşte în bună măsură fenomenului de cavitaţie. Cum t.e.m. depinde de reacţiile chimice care iau naştere în electrolit, modificarea acestora trebuie să ducă la modificări corespunzătoare şi ale t.e.m. ale elementului respectiv.

În lucrarea noastră ne-am concentrat atenţia asupra studierii influenţei efectului ultrasonic asupra elementelor Leclanché şi Grenet în urma tratării ultrasonice a electroliţilor respectivi.

Iradierea soluţiilor s-a făcut cu un generator de ultrasunete tip RSC cu frecvenţa de 1 MHz la diferite tensiuni şi intensităţi aplicate lamei de cuarţ. Măsurătorile s-au efectuat în aceleaşi condiţii atît la probele iradiate, cît şi la elementul cu soluţie neiradiată.

Acţiunea ultrasonică asupra elementului Leclanché

S-a iradiat o soluţie de 10% NH_4Cl, timp de 6 şi 9 minute la tensiuni şi intensităţi diferite aplicate lamei de cuarţ şi s-a măsurat t.e.m. de la borne timp îndelungat după tratarea ultrasonică. Se constată o creştere a t.e.m. de la borne, la elemente ale căror soluţii au fost iradiate. Această creştere depinde atît de timpul de tratare, cît şi de puterea ultrasonică şi se menţine la valori mai ridicate decît t.e.m. a elementului martor timp îndelungat.

S-a iradiat soluţie de 10% NH_4Cl, la tensiuni şi intensităţi aplicate lamei de cuarţ de $U = 850$ V, $I = 130$ mA, corespunzătoare treptei I de putere şi $U = 1050$ V, $I = 150$ mA, corespunzătoare treptei a II-a de putere timp de 6 şi 9 minute. Se constată o creştere netă a t.e.m. de la borne faţă de t.e.m. a elementului de probă. Variaţia relativă a t.e.m. a elementului cu soluţia iradiată timp de 6 minute la treapta a II-a de putere prezintă o creştere de 2,6 ori mai mare decît a elementului a cărui

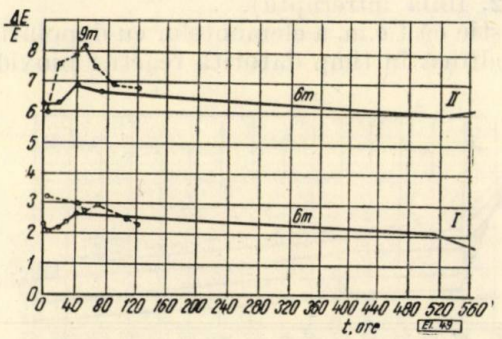


Fig. 1. Variaţia relativă a t.e.m. de la borne a elementului Leclanché tratat ultrasonic timp de 6 minute (linia continuă) şi timp de 9 minute (linia punctată) la treptele de putere I şi a II-a.

soluţie a fost iradiată la treapta I de putere (fig. 1), menţinîndu-se la aceste valori timp de 520 ore. Mărirea timpului de iradiere cu 3 minute produce creşteri al căror raport cores-

* *I. Gavrilă* este şef de lucrări la Institutul pedagogic — Braşov, iar *N. Ionaşcu* este asistent la acel institut.

punzător puterii ultrasonice se menține aproximativ același (2,57), un timp mai scurt însă de circa 100 ore de la iradiere după care se revine la valoarea corespunzătoare timpului de iradiere de 6 minute (fig. 1, linii întrerupte). Alura curbelor prezentate este asemănătoare, ceea ce denotă că fenomenele care se petrec în interiorul elementului sînt asemănătoare, efectul ultrasonic producînd doar intensificarea lor. S-au efectuat iradieri de 6 și 9 minute ale aceleiași soluții la valori mai mari ale curentului aplicat lamei de cuarț ($U = 1\,400$ V, $I = 200$ mA) corespunzător treptei a *IV*-a de putere, și la curenți corespunzători treptei a *II*-a (ca în cazul precedent), reducîndu-se la jumătate distanța dintre vasul cu electrolit și lama de cuarț. S-a studiat variația t.e.m. de la borne în condiții identice ca mai sus. Experiențele arată că se produc creșteri mai mari

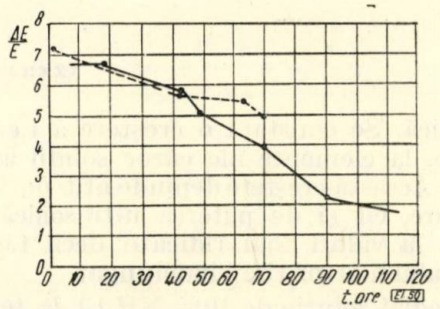


Fig. 2. Variația t.e.m. de la borne a elementului Leclanché tratat ultrasonic la treapta de puterea a *IV*-a timp de 6 minute (linia continuă) și timp de 9 minute (linia punctată).

ale t.e.m. de la borne, față de elementul de referință, dar aceste creșteri sînt mai mici decît la treapta a doua, și variația relativă a t.e.m. scade cu creșterea timpului de la iradiere, începînd după 20 ore de la iradiere (fig. 2). Descreșterea are loc mai rapid la elementul al cărui electrolit a fost iradiat cu 3 minute mai mult (fig. 2, linia întreruptă).

Se știe că t.e.m. a elementelor cu depolarizant se modifică în timp datorită reacției bioxidului

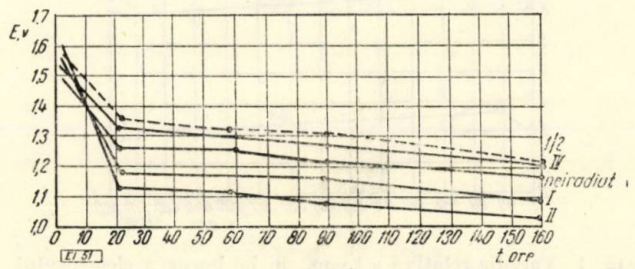


Fig. 3. Variația t.e.m. de la borne a elementelor Leclanché tratate ultrasonic, la descărcarea prin rezistența constantă $R = 1{,}1\ \Omega$.

de mangan cu soluția NH_4Cl. În acest caz descreșterile rapide ale variației t.e.m. se pot datora intensificării acestor reacții ca rezultat al acționării ultrasonice de puteri mai mari.

Experiențele s-au repetat apoi, efectuîndu-se iradieri timp de 9 minute la aceleași puteri și s-a măsurat t.e.m. a elementelor în urma descărcării printr-o rezistență constantă de

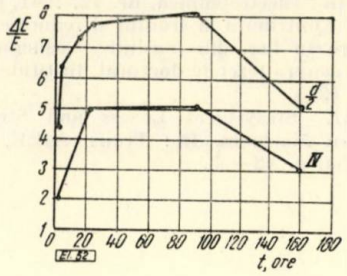


Fig. 4. Variațiile t.e.m. a elementelor Leclanché tratate ultrasonic la treapta a *II*-a la distanța de la lama de cuarț $D/2$ și la treapta a *IV*-a la distanța D.

1,1 Ω. S-a observat o scădere bruscă a t.e.m. a elementelor ale căror soluții au fost iradiate la treptele de putere *I* și a *II*-a, care ajunge la valori mai mici decît t.e.m. a elementului de referință, după 5, respectiv, 8 ore de la descărcare, în timp ce t.e.m. a elementelor ale căror soluții au fost iradiate la puteri mai mari (treapta a *IV*-a și treapta a *II*-a, cu reducerea distanței la jumătate, linia întreruptă), după o scădere mai rapidă la început, își păstrează o energie suficientă pentru a menține t.e.m. mai ridicată decît a elementului neiradiat, timp

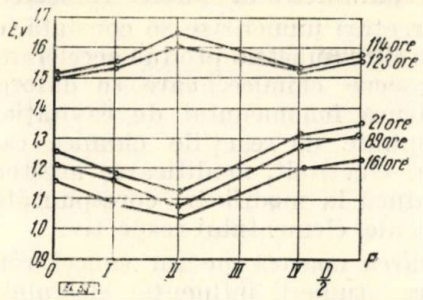


Fig. 5. Variația t.e.m. de la borne a elementelor Leclanché tratate ultrasonic (liniile de sus) înainte de descărcarea prin rezistența constantă și după (liniile de jos).

îndelungat după tratarea ultrasonică (fig. 3). Comparînd variațiile t.e.m. ale acestor două elemente se observă o asemănare a alurii curbelor, o valoare mai ridicată și o descărcare mai rapidă după 90 ore a variației t.e.m. a elementului a cărui soluție a fost iradiată la treapta a *II*-a de putere și cu distanța dintre electrolit și lama de cuarț redusă la jumătate (fig. 4).

Dacă reprezentăm pe același grafic valorile t.e.m. a elementelor în funcție de puterea aplicată lamei de cuarț, înainte și după descărcare prin rezistența constantă (fig. 5) se observă o scădere mai mare a t.e.m. la acele elemente care în circuit deschis au t.e.m. cele mai ridicate. Aceasta se datorește probabil faptului că reacțiile care au loc în timpul descărcării elementului prin rezistențe exterioare mici sînt

mai puternice. Măsurîndu-se capacitatea elementului a cărui soluţie a fost supusă acţiunii ultrasunetelor, s-a constatat că la o descărcare continuă printr-o rezistenţă de 3 Ω pentru timp de 15 minute se obţin 0,049 Ah, faţă de 0,027 Ah a elementului de referinţă (calculată pentru aceleaşi condiţii).

Acţiunea ultrasonică asupra elementului Grenet

Cercetarea s-a efectuat folosindu-se aceeaşi metodă de lucru. Electrolitul a fost format din 100 g apă distilată, 25 g H_2SO_4, 12 g $K_2Cr_2O_7$.

S-au făcut următoarele experienţe : s-au iradiat timp de 9 minute la treptele de puterea a *II-a* şi a *IV*-a soluţia de electrolit, soluţia formată din apă distilată cu bicromat de potasiu, precum şi numai apă distilată separat, realizîndu-se ulterior soluţia de electrolit în proporţiile arătate.

Măsurătorile efectuate imediat după iradiere pun în evidenţă o creştere neînsemnată a t.e.m. în comparaţie cu t.e.m. a elementului al cărui electrolit n-a fost tratat ultrasonic (creştere cuprinsă între 5—11 mV). T.e.m. de la borne a elementului cu electrolit iradiat la treapta de putere a *II*-a ($U = 1\,040$ V, $I = 0{,}15$ A) se menţine mai ridicată decît t.e.m. a elementului iradiat la treapta a *IV*-a de putere ($U = 1\,350$ V şi $I = 0{,}19$ A), timpul de iradiere fiind acelaşi în ambele cazuri. Scăderea t.e.m. spre valoarea normală are loc numai după 34 ore de la iradiere. Se observă că autodescărcarea elementelor Grenet, tratate ultrasonic, are loc mai lent decît cea a elementelor Leclanché,

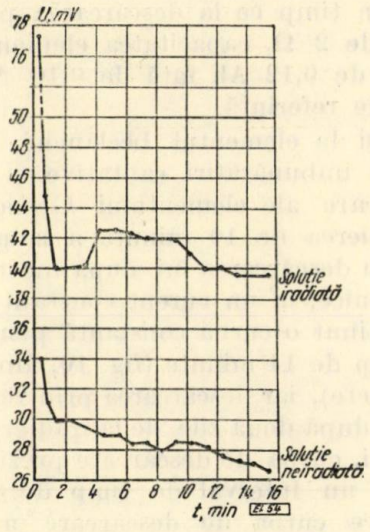


Fig. 6. Curba de descărcare a elementului Grenet tratat ultrasonic şi de referinţă, în timpul descărcării prin rezistenţa constantă $R = 0{,}3$ Ω.

respectîndu-se aproape acelaşi raport ca în condiţiile normale.

Influenţa ultrasunetelor asupra elementului Grenet se observă însă mai concludent la descărcări prin diferite rezistenţe constante. Curba de descărcare a elementului iradiat la treapta a *II*-a de putere prezintă valori ridicate ale t.e.m. şi o descreştere foarte mică în compa-

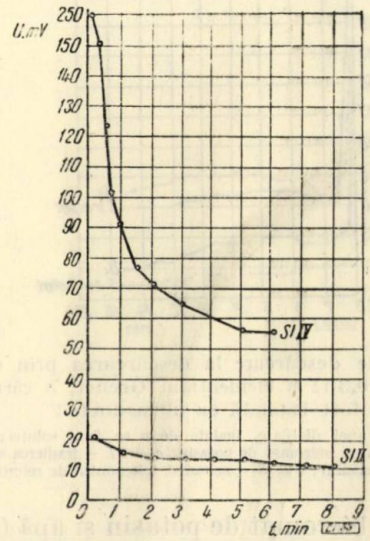


Fig. 7. Curba de descărcare a elementului Grenet la descărcarea prin rezistenţa constantă $R = 0{,}1$ Ω tratat ultrasonic timp de 9 minute la treapta a *IV*-a (*SI IV*) şi la treapta a *II*-a (*SI II*).

raţie cu curba de descărcare a elementului neiradiat (fig. 6) la descărcarea prin rezistenţa constantă $R = 0{,}3$ Ω.

Iradiindu-se soluţii din acelaşi electrolit timp de 9 minute la treapta de putere a *II*-a şi a *IV*-a, la descărcarea prin rezistenţa $R = 0{,}1$ Ω se constată că curba de descărcare a elementului cu electrolitul iradiat la o treaptă de putere mai mare are valori mai ridicate decît cea a elementului cu electrolitul iradiat la o putere ultrasonică mai mică (fig. 7).

La descărcarea printr-o rezistenţă constantă ($R = 0{,}3$ Ω), atît a elementului în care s-a iradiat electrolitul complet, cît şi a elementelor la care s-a iradiat numai apa care a servit la prepararea electrolitului, se constată că toate curbele de descărcare ale elementelor asupra cărora s-au efectuat acţionări ultrasonice se menţin la valori mai ridicate decît ale elementului de referinţă (fig. 8). Cele mai ridicate valori ale tensiunii de descărcare se observă la elementul la care s-a iradiat apa distilată care s-a folosit apoi la prepararea electrolitului. Acest lucru dovedeşte că fenomenul de cavitaţie acţionează asupra moleculelor de apă descompunîndu-le în hidroxili cu valenţă liberă şi atomi de hidrogen ($H_2O + OH^- + H^+ - H_2O^- H +$ $+ OH^-$) care au o capacitate reactivă foarte mare subliniat de El. Corlăţeanu, V. A. Nosov, D. Ausländer, E. Constantin, care au creat posibilitatea accelerării anumitor reacţii chimice care au loc în electrolit în timpul funcţionării elementului.

Valorile mai scăzute ale t.e.m. prezentate în curba de descărcare a elementelor la care s-a iradiat direct electrolitul sau numai soluţia

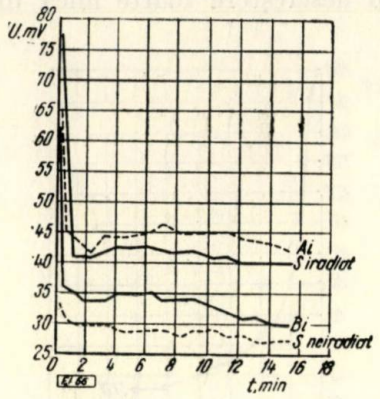
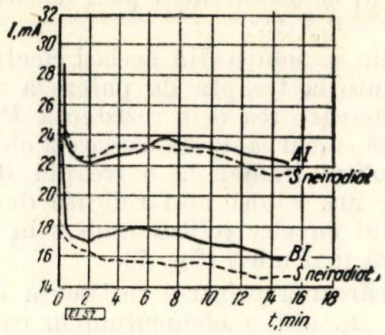


Fig. 8. Curbe de descărcare la descărcarea prin rezistenţa constantă $R = 0{,}3\ \Omega$ a elementului Grenet, a cărui soluţie a fost iradiată cu ultrasunete :

a – *AI* – iradierea apei distilate, înainte de a se face soluţia; *b* – *BI* – iradierea soluţiei apă cu bicromat de potasiu ; *c* – *SI* – iradierea soluţiei complete a elementului ; *d* – *S* – neiradiat (elementul de referinţă).

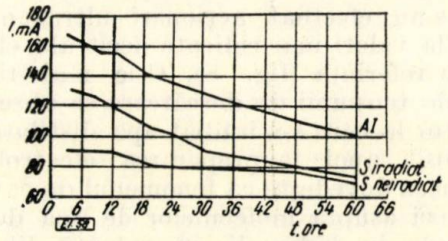
formată din bicromat de potasiu şi apă (prezentate în fig. 8) se consideră că pot proveni din cauza accelerării de către ultrasunete a unor reacţii chimice mai pronunţate chiar în timpul iradierii [9].

În timpul descărcării succesive se observă că valoarea intensităţii curentului creat de elemen-



a)

Fig. 9a. Curbele de descărcare $I = f(t)$ la prima descărcare prin rezistenţa constantă $R = 0{,}3\ \Omega$.



b)

Fig. 9b. Curbele de descărcare ale aceloraşi elemente la a patra descărcare prin rezistenţa constantă.

tele tratate ultrasonic tinde spre valorile intensităţii curentului creat de elementul neiradiat cu excepţia elementului la care s-a iradiat soluţia de bicromat de potasiu şi apă, unde la descărcarea în aceleaşi condiţii s-au obţinut (după 15 s), valori sub cele ale intensităţii sursei de curent normale (neiradiate) (fig. 9 a indică curba la prima descărcare şi fig. 9b, la a patra descărcare).

Considerăm că ultrasunetele au creat condiţii mai favorabile desfăşurării reacţiilor chimice care au loc în timpul funcţionării elementului, contribuind astfel la accelerarea lor. Astfel capacitatea de debitare a elementelor iradiate este mai mare decît cea a elementelor de referinţă.

La descărcarea printr-o rezistenţă constantă de 0,3 Ω timp de 15 minute am obţinut o capacitate de 0,036 Ah la elementul iradiat la treapta a *II*-a de putere şi de 0,024 Ah la elementul de referinţă descărcat în aceleaşi con-

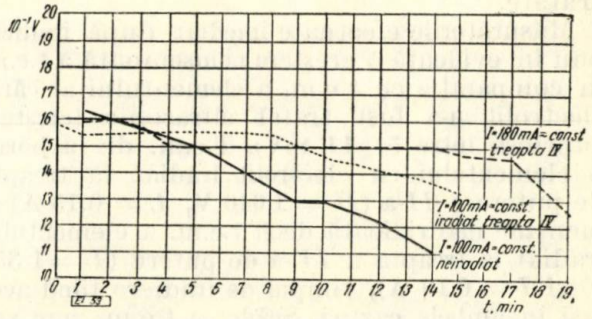


Fig. 10. Curbele de descărcare la curent constant $I = 180$ mA (linia întreruptă cu puncte) şi $I = 100$ mA (linia punctată) a elementelor Grenet tratate ultrasonic şi a elementului de referinţă pentru $I = 100$ mA (linia continuă).

diţii, în timp ce la descărcarea printr-o rezistenţă de 2 Ω, capacitatea elementului iradiat a fost de 0,12 Ah faţă de 0,10 Ah a elementului de referinţă.

Ca şi la elementul Leclanché, ultrasunetele produc îmbunătăţiri calitative şi curbelor de descărcare ale elementului Grenet. De pildă la iradierea de 10 minute a soluţiei de electrolit şi descărcarea lui, după încetarea acţiunii ultrasonice, la un curent constant de 180 mA, s-a obţinut o curbă constantă pentru intervale de timp de 14 minute (fig. 10, linia întreruptă cu puncte), iar descărcarea prin rezistenţa constantă după două zile de la iradierea în aceleaşi condiţii, curba de descărcare prezintă un palier pentru un interval de timp de 8 minute, în timp ce curba de descărcare a elementului asupra căruia nu s-a efectuat influenţa ultrasonică prezintă o pantă destul de mare pentru tot timpul descărcării (fig. 10, linia continuă). Scurtarea palierului, deşi intensitatea de curent la descărcare este mai mică, dovedeşte totodată că efectul ultrasonic începe să se micşoreze după trecerea unui anumit timp de la iradiere.

Concluzii

Supunînd acțiunii ultrasonice soluțiile electrolitice ale unor elemente galvanice se constată următoarele :

— efectul ultrasonic produce variații de energie care se manifestă atît prin creșterea tensiunii la borne în comparație cu a elementelor normale (neiradiate), cît și prin menținerea unei tensiuni de descărcare mai ridicate ;

— creșterea t.e.m. a elementelor depinde de timpul de iradiere și de puterea ultrasonică ;

— acțiunea ultrasunetelor îmbunătățește parametrii de funcționare a elementelor galvanice prin obținerea unor valori constante (sau aproape constante) ale tensiunii de descărcare pentru un anumit timp ;

— acțiunea ultrasunetelor asupra soluțiilor de electroliți ai elementelor galvanice scade cu creșterea timpului de la iradiere.

Intrat în redacție la 7.II.1966

Studiul procesului de generare a impulsurilor la prelucrarea cu scîntei electrice cu electrod oscilant

Alexandru Nichici* — Timișoara

CZ 621.365.9 :621.791.89

1. Generalități

Imprimarea unei mișcări oscilatorii longitudinale unuia dintre electrozi, la prelucrarea dimensională și durificarea cu scîntei electrice, modifică periodic și în limite relativ largi geometria spațiului de lucru și determină, prin aceasta, un regim specific de funcționare a generatorului de impulsuri de relaxare.

După părerea lui Ivanov [1], acest regim specific se caracterizează prin aceea că, la durificarea cu scîntei electrice în timpul unei perioade de oscilație a anodului, are loc o singură descărcare electrică între anod și catod.

Pentru cazul prelucrării dimensionale, Mițkevici [2] ajunge la concluzia că, în funcție de corelația dintre parametrii circuitului de încărcare al generatorului de impulsuri și frecvența de oscilație a catodului, în timpul unei perioade de oscilație poate să apară fie una sau mai multe descărcări, fie nici una.

Nici unul din autorii citați nu își argumentează, din punct de vedere teoretic, afirmațiile.

Într-o lucrare mai recentă [3], Mițkevici introduce ca elemente de calcul la determinarea productivității prelucrării, în cazul oscilării cu vibrator mecanic a catodului, numărul de descărcări în perioada unei oscilații și tensiunea de amorsare a descărcărilor, însă nu face nici un fel de aprecieri asupra valorilor posibile ale acestora.

Cercetările experimentale [2], [4] confirmă influența parametrilor mișcării oscilatorii asupra mărimii eroziunii electrozilor la o treaptă de lucru dată a instalației de prelucrare.

Problema stabilirii legilor de variație a numărului și caracteristicilor descărcărilor electrice între catod și anod, în cazul utilizării unui electrod oscilant, prezintă atît o importanță teoretică, prin posibilitatea determinării prin calcul a volumului de material prelevat, pe care o deschide, cît și o mare importanță practică, permițînd determinarea pe baze științifice a condițiilor de optimizare a prelucrării în scopul obținerii unui efect eroziv integral maxim.

Lucrarea de față prezintă o rezolvare teoretică a acestei probleme cu referire la utilizarea unui generator de impulsuri de relaxare de tip *RC* și comanda mișcării oscilatorii longitudinale a electrodului cu ajutorul unui vibrator electromagnetic de curent alternativ.

2. Funcționarea generatorului de impulsuri RC în cazul prelucrării cu scîntei electrice cu electrod oscilant

Deoarece comportarea generatorului de impulsuri *RC* la o valoare constantă a distanței dintre electrozi este cunoscută [5], [6], se va studia funcționarea acestuia în timpul mișcării de apropiere (t_{ma}) și, respectiv, de îndepărtare a electrozilor ($t_{mî}$) (fig. 1).

Studiul se efectuează pentru următoarele condiții de lucru :

— tensiunea sursei de alimentare U_b corespunde unei distanțe disruptive $x = a$;

— distanța minimă dintre electrozi în perioada t_{st} este $d = 0$ în cazul durificării și $d = K_d\, a$ $(0 < K_d < 1)$ în cazul prelucrării dimensionale.

* Ing. *Alex. Nichici* este șef de lucrări la Institutul politehnic din Timișoara

Tratarea, în cazul general, a problemei analizate impune admiterea următoarelor ipoteze simplificatoare :

— variația în funcție de timp a distanței dintre electrozi, la apropiere și îndepărtare, este liniară ;

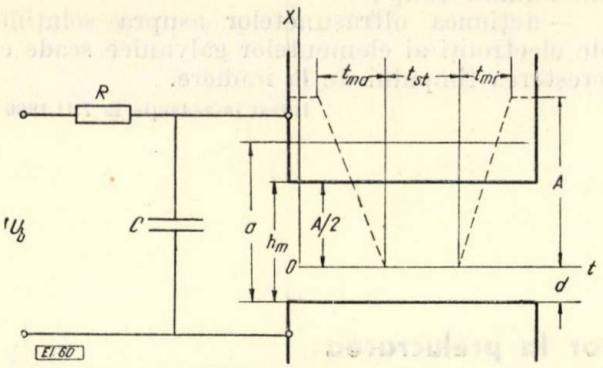


Fig. 1. Mărimile caracteristice ale mișcării oscilatorii a electrodului :

h_m – distanța mijlocie dintre electrozi menținută de regulatorul automat de avans ; T – perioada de oscilație ; $t_{mă}$ – durata mișcării de apropiere ; $t_{mî}$ – durata mișcării de îndepărtare ; t_{st} – durata de staționare a electrodului oscilant între mișcarea de apropiere și mișcarea de îndepărtare ; A – dublul amplitudinii de oscilație ; a – lungimea disruptivă corespunzătoare tensiunii electrice de alimentare în curent continuu U_b ; d – distanța minimă de apropiere a electrozilor ; x – valoarea momentană a distanței dintre electrozi.

— rigiditatea dielectrică a mediului din spațiul de lucru este constantă ;

— descărcările electrice amorsate între electrozi determină anularea completă a sarcinii acumulate de condensator ;

— durata descărcărilor este neglijabilă în raport cu durata de încărcare a condensatorului pînă la tensiunea de străpungere a spațiului disruptiv corespunzător.

Ipotezele admise nu modifică caracterul fenomenelor care au loc, iar influența lor asupra aspectelor cantitative ale acestora este diferită și, în parte, se compensează.

2. 1. Mișcarea de apropiere a electrozilor

Condiția de apariție a unei descărcări electrice la apropierea electrozilor este ca tensiunea la bornele condensatorului U_c să devină egală cu tensiunea de străpungere U_s a mediului dielectric din spațiul de lucru în momentul respectiv :

$$U_c = U_s. \tag{1}$$

Întrucît, în raport cu timpul, tensiunea la bornele condensatorului obține valori din ce în ce mai mari, iar distanța dintre electrozi devine din ce în ce mai mică, rezultă că la apropierea electrozilor există posibilitatea satisfacerii condiției de amorsare a descărcărilor și deci generării impulsurilor de curent electric în spațiul de interacțiune electrod sculă-piesă.

În figura 2 au fost reprezentate grafic (pentru $d = 0$) variațiile mărimilor care determină apariția descărcărilor electrice între electrozi și anume :

— în cadranul I, $U_c = f_1(t)$; (2)

— în cadranul II, $U_s = f_2(x)$; (3)

— în cadranul IV, $x = f_3(t)$. (4)

Deoarece în intervalul de timp t_p nu pot avea loc descărcări ($x > a$), ultima descărcare fiind posibilă la momentul $t = 0$, există probabilitatea ca tensiunea U_c să atingă la sfîrșitul lui t_p valori apropiate de U_b. În ipoteza că $t_p \geqslant 4RC$ se poate considera că :

$$U_{c_1} = U_b/1 - \exp\left(-\frac{t_p}{RC}\right)/ = U_{s_1} = U_b \tag{5}$$

și se produce prima descărcare electrică între electrozi la o distanță disruptivă $x_1 \cong a$.

Dacă se notează :

$$\frac{x_n}{a} = K_{x_n} \text{ și } \frac{U_{s_n}}{U_b} = K_{s_n}, \tag{6}$$

vom avea :

$$K_{x_n} = K_{s_n}, \tag{7}$$

deoarece :

$$\frac{U_b}{a} = \frac{U_{s_n}}{x_n} = \text{constant}.$$

Pentru prima descărcare :

$$K_{x_1} = K_{s_1} \cong 1.$$

Durata de timp afectată primei descărcări este :

$$t_1 = t_p . \tag{8}$$

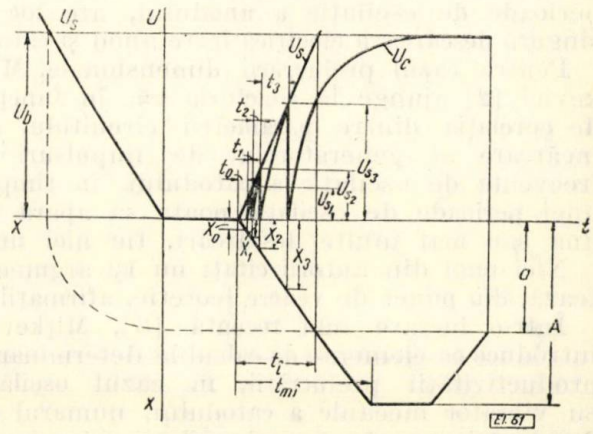


Fig. 2. Amorsarea descărcărilor electrice la mișcarea de apropiere a electrozilor.

Condiția de apariție a unei noi descărcări electrice între electrozi este :

$$U_{c_2} = U_{s_2}, \tag{9}$$

dar

$$U_{c_2} = U_b/1 - \exp\left(-\frac{t_2}{RC}\right)/, \tag{10}$$

iar din figura 2 :

$$t_2 = \frac{x_1 - x_2}{a} t_a = (K_{x_1} - K_{x_2})\, t_a = (K_{s_1} - K_{s_2}) t_a, \tag{11}$$

unde :

$$t_a = \frac{a}{A} t_{ma}$$

și :

$$U_{s_2} = \frac{x_2}{a} U_b = K_{x_2} U_b = K_{s_2} U_b . \tag{12}$$

Rezolvarea sistemului de ecuații (9—12), în care necunoscutele sînt x_2, t_2, U_{c_2}, U_{s_2} în raport cu U_{s_2}, respectiv K_{s_2}, duce la soluția implicită :

$$\exp\left(\frac{K_{s_1} - K_{s_2}}{K_a}\right) = \frac{1}{1 - K_{s_2}}, \tag{13}$$

în care K_a, pe care îl vom numi factor de acordare al oscilațiilor la apropierea electrozilor, este definit prin relația :

$$K_a = \frac{RC}{t_a} \tag{14}$$

și reprezintă raportul dintre constanta de timp a circuitului de încărcare al generatorului de impulsuri și durata de mișcare în zona în care sînt posibile descărcările electrice la apropierea electrozilor.

Analiza condițiilor de amorsare a noi și noi descărcări reflectate de figura 2 arată că în cazul apropierii electrozilor există posibilitatea teoretică a apariției unui șir infinit de descărcări cu tensiuni de străpungere și, respectiv, lungimi disruptive din ce în ce mai mici.

Într-adevăr, repetînd acest raționament pentru cea de a n-a descărcare, se obține pentru K_{s_n} soluția :

$$\exp\left/\frac{K_{s_{(n-1)}} - K_{s_n}}{K_a}\right/ = -\frac{1}{1 - K_{s_n}}, \tag{15}$$

rezultînd în continuare :

$$U_{c_n} = U_{s_n} = K_{s_n} U_b \tag{16}$$

$$x_n = K_{x_n} a = K_{s_n} a \tag{17}$$

$$t_n = |K_{x_{(n-1)}} - K_{x_n}| t_a = |K_{s_{(n-1)}} - K_{s_n}| t_a. \tag{18}$$

Deoarece :

$$0 < K_{s_n} < 1 \text{ și } K_{s_{(n-1)}} > K_{s_n}, \tag{19}$$

egalitatea (15) se păstrează pentru toate valorile lui K_a diferite de zero și infinit, respectiv, pentru :

$$0 < RC < \infty \tag{20}$$
$$0 < t_a < \infty,$$

condiții evident asigurate în procesul analizat.

Din cauza imposibilității de explicitare a lui K_{s_n} în funcție de K_a s-a recurs la rezolvarea pe cale grafică a ecuației (15). Rezultatele obținute, pentru $0{,}01 \leqslant K_a \leqslant 1$ și primele 10 descărcări, sînt reprezentate în figura 3.

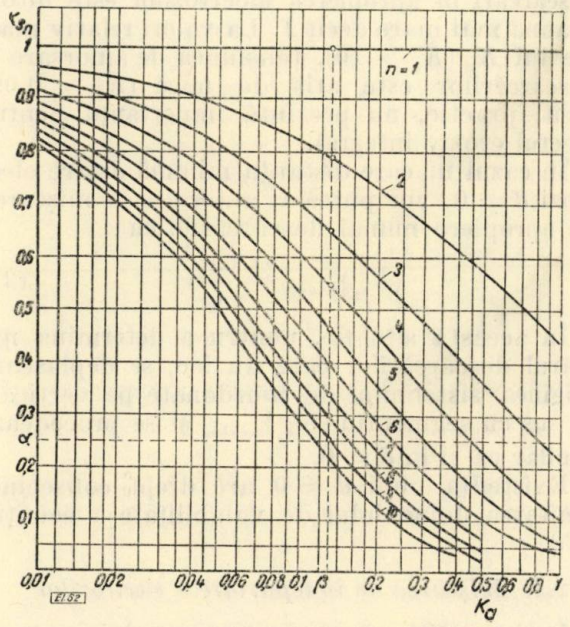


Fig. 3. Variația tensiunii relative de amorsare a descărcărilor K_{s_n} în funcție de factorul de acordare al oscilațiilor la mișcarea de apropiere a electrozilor K_a.

Analiza dependenței lui K_{s_n}, respectiv U_{s_n}, de factorul de acordare K_a arată că U_{s_n} este cu atît mai mare cu cît K_a este mai mic.

Observația este valabilă și pentru prima descărcare, întrucît pe măsura creșterii lui K_a, la creșterea frecvenței de oscilație, durata pauzei t_p devine din ce în ce mai mică. Din această cauză, la un RC dat, tensiunea la bornele condensatorului nu mai atinge la sfîrșitul pauzei valoarea tensiunii de alimentare U_b, ci o valoare mai mică, descărcarea producîndu-se la $x_1 < a$.

În figura 3 curba $K_{s_n} = f(K_a)$, pentru prima descărcare, s-a trasat în mod convențional paralelă cu axa absciselor. Situația reprezentată corespunde deci unor valori ale lui RC pentru care $\frac{t_p}{RC} \geqslant 4$ în întreg domeniul de variație al lui K_a considerat.

Curbele reprezentate în figura 3 permit și determinarea numărului de descărcări succesive care se realizează cu valori ale tensiunii de străpungere mai mari decît o valoare dată.

Admițînd că, din punctul de vedere al efectului eroziv, interesează descărcările electrice ale căror energii corespund la $K_{s_n} > \alpha$, numărul de descărcări care satisfac această condiție va fi egal cu numărul punctelor de intersecție dintre curbele $K_{s_n} = f(K_a)$ și verticala ridicată

la $K_a = \beta$ dat, aflate deasupra orizontalei $K_{s_n} = \alpha$ (fig. 3). Cu cît β este mai mic cu atît numărul descărcărilor succesive astfel determinate este mai mare.

Se remarcă faptul că, teoretic, numărul de descărcări la apropierea electrozilor este întotdeauna mai mare decît 1. La valori relativ mari ale lui K_a ($K_a > 10$), tensiunea de amorsare a descărcărilor este atît de mică ($K_{s_2} < 0{,}09$) încît, practic, nu prezintă importanță pentru efectul eroziv integral.

În cazul în care distanța minimă dintre electrozi $d \neq 0$, vor putea fi amorsate la mișcarea de apropiere numai descărcările cu :

$$(K_{s_n})_{minim} = \frac{d}{a}. \tag{21}$$

În această situație, pentru a determina numărul descărcărilor care au loc, se deplasează originea sistemului de coordonate pe verticală în sus cu segmentul $(K_{s_n})_{minim}$ și se procedează similar ca și la $d = 0$.

Existența unui $d \neq 0$ are drept consecință limitarea domeniului de valabilitate a ecuației (15).

2.2. *Mișcarea de îndepărtare a electrozilor*

Deși condiția de generare a unui impuls de curent electric este aceeași ca și în cazul apropierii electrozilor, problema posibilității satisfacerii condiției (1) se pune într-un mod cu totul diferit.

Tensiunea la bornele condensatorului U_c și distanța dintre electrozi x cresc în raport cu timpul. Posibilitatea amorsării unei descărcări electrice va fi determinată de asigurarea unei viteze medii de creștere a lui U_c mai mare sau cel puțin egală cu viteza medie de creștere

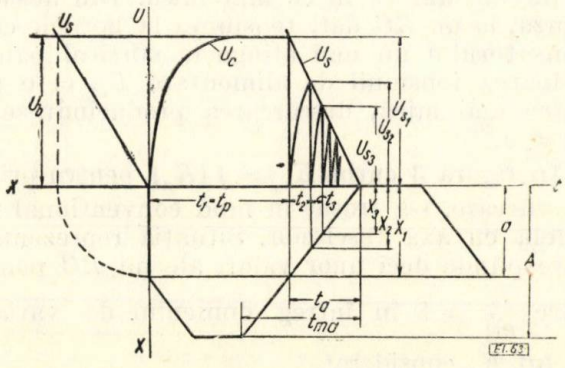


Fig. 4. Amorsarea descărcărilor electrice la mișcarea de îndepărtare a electrozilor.

a tensiunii de străpungere U_s în funcție de timp :

$$\frac{dU_c}{dt} \geqslant \frac{dU_s}{dt}. \tag{22}$$

Situația care se creează în ipoteza realizării acestui deziderat este reprezentată, pentru $d=0$, în figura 4.

Întrucît încărcarea condensatorului generatorului de impulsuri poate începe doar după un timp infinit mic față de sfîrșitul perioadei de scurtcircuitare, iar energia primelor descărcări este extrem de mică, vom începe descrierea teoretică a fenomenelor care au loc doar după consumarea timpului t_0 de la încetarea scurtcircuitării, în ipoteza că tensiunea la bornele condensatorului este nulă.

În această situație, apariția primei descărcări poate fi oglindită matematic prin relațiile :

$$U_{c_1} = U_{s_1}, \tag{23}$$

$$U_{c_1} = U_b / 1 - \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right) /, \tag{24}$$

$$t_1 = \frac{x_1 - x_0}{a} t_i = (K_{x_1} - K_{x_0})\, t_i = (K_{s_1} - K_{s_0})\, t_i, \tag{25}$$

unde :

$$t_i = \frac{a}{A} t_{mî}$$

și

$$U_{s_1} = \frac{x_1}{a} U_b = K_{x_1} U_b = K_{s_1} U_b \tag{26}$$

Rezolvarea sistemului de ecuații (23—26) în care necunoscutele sînt x_1, t_1, U_{c_1}, U_{s_1} în raport cu U_{s_1}, respectiv K_{s_1}, duce la soluția implicită :

$$\exp\left(\frac{K_{s_1} - K_{s_0}}{K_i}\right) = \frac{1}{1 - K_{s_1}}, \tag{27}$$

în care factorul de acordare a oscilațiilor la îndepărtarea electrozilor :

$$K_i = \frac{RC}{t_i} \tag{28}$$

reprezintă raportul dintre constanta de timp a circuitului de încărcare al generatorului de impulsuri și durata de mișcare în zona în care sînt posibile descărcările electrice la îndepărtarea electrozilor.

În ipoteza că la sfîrșitul primei descărcări este satisfăcută condiția (22), va putea fi amorsată între electrozi o nouă descărcare electrică. Dacă și după această descărcare condiția (22) este asigurată, va apărea și o a treia descărcare între electrozi și așa mai departe.

Pentru cea de-a n-a descărcare, în ipoteza satisfacerii succesive a condiției (22) pentru toate descărcările precedente se obține pentru U_{s_n}, respectiv K_{s_n}, soluția :

$$\exp / \frac{K_{s_n} - K_{s_{(n-1)}}}{K_i} / = \frac{1}{1 - K_{s_n}}. \tag{29}$$

Cunoaşterea lui K_{s_n} permite determinarea tuturor parametrilor descărcării şi anume :

$$U_{c_n} = U_{s_n} = K_{s_n} U_b \tag{30}$$

$$x_n = K_{x_n} a = K_{s_n} a \tag{31}$$

$$t_n = /K_{x_n} - K_{x\,(n-1)} /t_i = /K_{s_n} - K_{s\,(n-1)}/t_i . \tag{32}$$

Rezolvarea, pe cale grafică, a ecuaţiei (29) (pentru $K_{x_0} = 0{,}05$ şi primele 10 descărcări) a dus la rezultatele reprezentate în figura 5.

Domeniul de valabilitate a egalităţii (29), care exprimă, într-o altă formă, condiţia de generare a impulsurilor la îndepărtarea electrozilor (22) nu se extinde asupra tuturor valorilor lui K_i cuprinse între 0 şi infinit exclusiv ; pentru o valoare dată a lui $K_{s\,(n-1)}$ există o valoare maximă a factorului de acordare a oscilaţiilor K_i la care mai rezultă valori ale lui K_{s_n} care satisfac ecuaţia (29).

Soluţionarea ecuaţiei (29) permite şi determinarea numărului de descărcări electrice a căror tensiune de străpungere U_s corespunde unei valori a lui $K_{s_n} \geqslant \alpha$ pentru $K_i = \beta$ dat, după metodica descrisă la mişcarea de apropiere a electrozilor (fig. 5).

Ca urmare a faptului că funcţia (29) are un domeniu limitat de existenţă, pentru a obţine

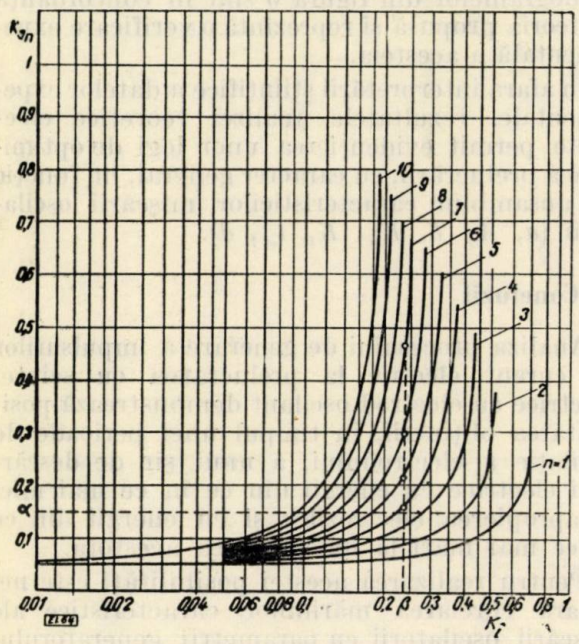


Fig. 5. Variaţia tensiunii relative de amorsare a descărcărilor K_{s_n} în funcţie de factorul de acordare al oscilaţiilor la mişcarea de îndepărtare a electrozilor K_i.

în cazul îndepărtării electrozilor valori maxime ale energiei unei anumite descărcări este necesar ca factorului de acordare a oscilaţiilor K_i să i se atribuie valori discrete bine determinate. Aceşte valori rezultă din intersecţia verticalelor coborîte din punctele limită la dreapta ale curbelor $K_{s_n} = f(K_i)$ şi axa absciselor.

Considerarea, în situaţia analizată, a unei distanţe minime între electrozi $d \neq 0$, echivalează, din punctul de vedere al numărului şi parametrilor descărcărilor, cu introducerea în relaţia (27) a valorii :

$$K_{s_0} = \frac{d}{a} . \tag{33}$$

3. Interpretarea unor date experimentale

Analiza teoretică efectuată evidenţiază drept principale particularităţi ale funcţionării generatorului de impulsuri, în cazul prelucrării cu electrod oscilant, următoarele :

— apariţia unor pauze în procesul de generare a impulsurilor ca urmare a imposibilităţii satisfacerii condiţiei (1) pe toată durata perioadei de oscilaţie a electrodului în cazurile

$$a > h_m , \text{ pentru } \frac{A}{2} > a - h_m$$

şi

$$a \leqslant h_m \text{ (fig. 1)}$$

şi ca urmare a imposibilităţii satisfacerii condiţiei (22) pe toată durata mişcării de îndepărtare a electrozilor la valori ale lui K_i mai mari decît cele admise de soluţionarea ecuaţiei (29) ;

— modificarea legii de distribuţie a valorilor tensiunilor de amorsare a descărcărilor ca o consecinţă a modulării acestora după curba de variaţie a tensiunii de străpungere U_s în funcţie de timp.

La prelucrarea cu scîntei electrice fără oscilarea electrodului tensiunile de amorsare a descărcărilor au, teoretic, o valoare constantă corespunzătoare unei distanţe disruptive egale cu h_m.

În cazul prelucrării cu electrod oscilant, tensiunile de amorsare a descărcărilor pot avea, în principiu, orice valoare cuprinsă între U_b şi zero (la lucrul cu scurtcircuitarea electrozilor) şi, respectiv, între U_b şi valoarea corespunzătoare distanţei minime dintre electrozi d (pentru $d \neq 0$). La mişcarea de apropiere avem o scădere liniară, iar la mişcarea de îndepărtare o creştere liniară a tensiunilor de amorsare a descărcărilor succesive, înfăşurătorile curbelor $U_c = f(t)$ fiind în ambele cazuri drepte înclinate în raport cu axa timpului (fig. 2 şi 4).

În figura 6 sînt reproduse oscilograme ale tensiunii dintre electrozi pentru cazul prelucrării dimensionale fără mişcare oscilatorie (fig. 6, *a*), cu mişcare oscilatorie şi scurtcircuitarea electrozilor (fig. 6, *b*) şi, în sfîrşit, cu mişcare oscilatorie fără scurtcircuitarea electrozilor (fig. 6, *c*).

Aceste oscilograme au fost ridicate de către Ganser [4] cu scopul de a evidenţia necesitatea

corelării amplitudinii mișcării oscilatorii a electrodului $A/2$ cu lungimea disruptivă menținută de regulatorul automat de avans h_m, în cazul în care se urmărește eliminarea scurtcircuitelor periodice dintre electrozi.

În oscilograma din figura 6, *a* sînt caracteristice generarea fără întreruperi a impulsurilor

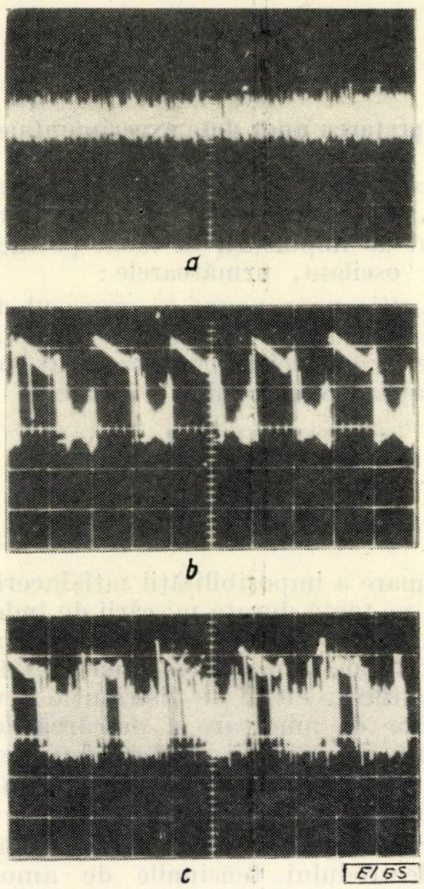


Fig. 6. Oscilogramele tensiunii dintre electrozi la prelucrarea dimensională cu electrod oscilant (↑ 20 V/diviziune; → 1 ms/diviziune):

a – fără mișcare oscilatorie a electrodului; *b* – cu mișcare oscilatorie și scurtcircuitarea electrozilor (h_m = 0,08 mm; $A/2$ = 0,12–0,14 mm); *c* – cu mișcare oscilatorie, fără scurtcircuitarea electrozilor (h_m = 0,08 mm; $A/2$ = 0,030+0,04 mm).

și valoarea aproximativ constantă a tensiunilor de amorsare a descărcărilor succesive. Abaterile valorilor singulare în raport cu valoarea medie sînt determinate, în principal, de caracterul statistic al fenomenului străpungerii electrice și imperfecțiunile sistemului de reglare automată a distanței dintre electrozi. Înfășurătoarea curbelor $U_c = f(t)$ este, în acest caz, o dreaptă paralelă cu axa timpului.

Studierea oscilogramei din figura 6, *b* arată, în primul rînd, faptul că procesul generării impulsurilor nu mai este continuu, ci se desfășoară numai în aproximativ 50% din durata perioadei de oscilație a electrodului. Oscilograma corespunde deci cazului $a = h_m$ (fig. 1).

În al doilea rînd, oscilograma analizată reflectă o situație în care valorile factorilor de acordare a oscilațiilor K_a și K_i detetmină amorsarea unui șir de descărcări atît la mișcarea de apropiere, cît și la mișcarea de îndepărtare a electrozilor.

La mișcarea de apropiere a electrozilor este vizibilă o scădere liniară, iar la mișcarea de îndepărtare, o creștere liniară a valorilor tensiunilor de amorsare a descărcărilor succesive, limitele de variație fiind U_b și o valoare foarte apropiată de zero. Tensiunea minimă dintre electrozi este diferită de zero deși $d = 0$, deoarece sarcina remanentă la bornele condensatorului C la sfîrșitul descărcării nu este în realitate nulă așa cum s-a presupus teoretic (paragraful 2).

Și în cazul oscilogramei din figura 6, *c*, corespunzătoare lui $d \neq 0$, avem pauze în procesul de generare a impulsurilor, dar acestea reprezintă numai aproximativ 25% din durata perioadei de oscilație a electrodului. Aceasta înseamnă că $A + d$ este doar cu puțin mai mare decît a (fig. 1).

Valorile tensiunilor de amorsare scad la apropierea și cresc la îndepărtarea electrozilor. Dată fiind însă valoarea relativ mare a lui d, valorile minime ale tensiunilor de amorsare a descărcărilor în perioadele de apropiere și, respectiv, îndepărtare a electrozilor sînt relativ mari fiind egale cu aproximativ (0,4–0,5) U_b.

Toate elementele rezultate din analizarea oscilogramelor din figura 6 sînt în concordanță cu teoria propusă și reprezintă o verificare experimentală a acesteia.

În afara interpretării științifice a datelor experimentale, rezultatele analizei teoretice efectuate permit evidențierea unor legi de optimizare a prelucrării, cu caracter general, în funcție de ansamblul caracteristicilor mișcării oscilatorii (a, A, T, K_a, K_i, t_{st}, d).

4. Concluzii

Analiza procesului de generare a impulsurilor de curent electric la prelucrarea cu scîntei electrice cu electrod oscilant demonstrează posibilitatea obținerii, în timpul unei perioade de oscilație a electrodului, a unui șir de descărcări electrice cu energii din ce în ce mai mici la apropierea electrozilor și cu energii din ce în ce mai mari la îndepărtarea acestora.

Pentru realizarea acestei posibilități este necesară corelarea mărimilor caracteristice ale mișcării oscilatorii cu parametrii generatorului de impulsuri. Introducerea în calcul a factorilor de acordare a oscilațiilor la mișcarea de apropiere K_a și, respectiv, la mișcarea de îndepărtare a electrozilor K_i, definiți prin relațiile (14) și (28), a confirmat influența determinantă a acestora asupra numărului și parametrilor descărcărilor electrice generate.

Ipotezele simplificatoare introduse (paragraful 2) — în special ultimele două — duc la de-

terminarea prin calcul a unui număr mai mare de descărcări decît cel real, atît la apropierea, cît şi la îndepărtarea electrozilor. Tensiunile de străpungere corespunzătoare rezultă din calcul mai mari decît cele reale la mişcarea de apropiere şi, respectiv, mai mici la mişcarea de îndepărtare.

Pentru situaţii concrete, toate ipotezele simplificatoare pot fi eliminate; primele două, prin introducerea expresiilor reale ale funcţiilor $x = f_3(t)$ şi, respectiv, $U_s = f_2(x)$, iar ultimele două prin determinarea, pentru fiecare caz în parte, a valorilor tensiunii remanente la bornele condensatorului şi duratei descărcărilor, pe baza indicaţiilor din [5], [6].

Pe baza analizei efectuate este posibilă determinarea unor valori optime ale factorilor de acordare a oscilaţiilor K_a şi K_i în vederea introducerii în spaţiul de lucru a unor puteri electrice maxime pentru un regim de lucru dat şi obţinerii, în acest mod, a unui efect eroziv integral maximal.

Asigurarea valorilor optime ale lui K_a şi K_i în procesul de prelucrare este realizabilă prin alegerea unor soluţii constructive şi schematice adecvate pentru vibratoarele utilizate la comanda mişcării oscilatorii a electrodului.

Neglijarea, în exploatarea industrială a prelucrării cu scîntei electrice, a necesităţii acordării parametrilor mişcării oscilatorii a electrodului cu caracteristicile generatorului de impulsuri, prin utilizarea, practic, exclusivă a vibratoarelor cu frecvenţă de oscilaţie fixă (de regulă 100 Hz), reprezintă o cale de minimă rezistenţă, care aduce prejudicii eficienţei procedeului.

Bibliografie

[1] *Ivanov, G. P.* Durificarea prin scîntei electrice. Trad. din l. rusă. Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

[2] *Miţkevici, M. K.* Vliianie vibraţii elektroda na proţess electroiskrovoi obrabotki (Influenţa vibrării electrodului asupra procesului prelucrării cu scîntei electrice). În culegerea „Elektroiskrovaia obrabotka metallov". Moscova, Izd. Akad. Nauk SSSR, 1963.

[3] *Miţkevici, M. K.* O vozmojnosti teoreticeskogo opisaniia elektroerozionnogo proţessa pri vibraţii elektroda (Despre posibilitatea descrierii teoretice a procesului electroeroziv la vibrarea electrodului). Dokladî, Akad. Nauk SSSR, tom **VIII**, nr. 2, februarie 1964, p. 127–129.

[4] *Ganser, K.* Feinbearbeitung metallischer Werkstoffe durch funkenerosives Senken. Dissertation Technische Hochschule Aachen (Prelucrarea fină a materialelor metalice prin eroziune cu scîntei). Köln, Ed. R. Pulm, 1961.

[5] *Livşit, A. L.* şi *Rogacev, I. S.* Gheneratorî periodiceskih impulsov silnogo toka (Generatoarele impulsurilor periodice de curenţi tari). Moscova, Gosenergoizdat, 1959.

[6] *Kruglov, A. I.* Trebovaniia k gheneratoram i schemîgheneratorov dlia iskrovoi obrabotki metallov s emkostnîmi nakopiteliami energii (Cerinţele faţă de generatoarele şi schemele generatoarelor pentru prelucrarea cu scîntei electrice a metalelor cu acumulatori capacitivi de energie). În culegerea „Problemî elektriceskoi obrabotki materialov". Moscova, Izd. Akad. Nauk SSSR, 1960.

Intrat în redacţie la 23.VII.1966

RECENZII

CZ 621.311.153.2.016.313

B. A. Gurevici şi B. K. Poncratov. **Metodica determinării în perspectivă a sarcinilor electrice nesimetrice** (Metodica opredelenia perspectivnîh jeleznodorojnîx nagruzok b energosistemah). Moscova, Izd. Nauk, 1965.

Se prezintă o serie de probleme legate de stabilirea sarcinilor electrice ale liniilor care alimentează căi ferate, insistîndu-se asupra structurii şi nesimetriei sarcinilor electrice. Se face o analiză a variaţiei neliniare a sarcinilor electrice din sistemul de alimentare. Prin analiza regimurilor de funcţionare sub aspect teoretic şi practic, se pun bazele de calcul ale principalelor mărimi care intervin, scoţîndu-se în relief totodată şi aspectele privind exploatarea maşinilor şi aparatelor electrice din circuitele de cale. După o scurtă caracterizare a stadiului cercetărilor în domeniul electrificării căilor ferate se arată că precizarea unor fenomene din punct de vedere electrotehnic uşurează exploatarea instalaţiilor electrice de comandă, manevră şi control. Studiul cuprinde şapte capitole cu următoarele titluri.

I. Metodica de determinare a sarcinii electrice în sistemele de alimentare.

II. Caracteristicile generale ale sarcinilor electrice neliniare.

III. Regimul de funcţionare a liniilor magistrale de alimentare.

IV. Regimurile de sarcină a liniilor care alimentează şi consumatori industriali.

V. Regimurile de sarcină electrică în noduri de cale ferată.

VI. Regimurile de funcţionare cumulate ale sarcinilor electrice cerute la electrificarea căilor ferate.

VII. Calculul sarcinilor electrice în perspectivă pentru sisteme electrice care alimentează căi ferate.

În primul capitol se fac consideraţii privind modul de întocmire a curbei de sarcină, ţinînd seamă mai ales de puterile la vîrf. Se arată că media maximurilor de consum trebuie să fie sub nivelul puterilor maxime de alimentare. Se stabilesc o serie de coeficienţi privind modul de considerare a golurilor de sarcină şi a vîrfurilor de consum astfel încît exploatarea maşinilor şi aparatelor electrice să se desfăşoare normal. Totodată, se arată modul de variaţie a sarcinilor în cursul unui an, stabilindu-se, pe cale analitică şi grafică, necesarul de putere şi energie pentru acoperirea consumului. Corelarea ce se face între diferitele aspecte ale curbei de sarcină — motivată analitic — lămureşte unele fenomene şi uşurează exploatarea instalaţiilor.

În capitolul al doilea, autorii aduc în discuţie graficele de sarcină, arătîndu-se cum se întocmesc pe porţiuni de linie şi se fac recomandări de încadrări practice a diferitelor situaţii în curba generală de sarcină.

Capitolul al treilea se ocupă de stabilirea modului de variaţie a încărcării medii pe linia de cale. Se arată variaţia sezonieră a încărcărilor medii pe diverse porţiuni de linii electrice şi se stabilesc relaţii de calcul pentru puterea medie cerută la consumator. Se prezintă o serie de diagrame care leagă puterea cerută de consumatori de numărul de ore de funcţionare a aparatajului electric în cursul unui an. Se pun bazele de calcul al puterilor medii anuale şi se trasează curbe caracteristice utile în exploatare. Consideraţiile teoretice şi materialul grafic sînt însoţite de date preluate din practica funcţionării liniilor ferate electrificate în diverse regimuri de sarcină.

Cel de-al patrulea capitol dezvoltă modul de întocmire a curbelor de sarcină mai ales în cazul consumatorilor nesimetrici în mişcare. În aceste curbe de sarcină se ţine seamă de o serie de coeficienţi preluaţi din exploatare, şi anume : coefici-

entul de încărcare neliniară ; coeficientul de variaţie sezonieră ; utilizarea receptoarelor mobile în zone cu suprasarcină sau la goluri de consum etc.

Problema alimentării cu energie în nodurile de cale ferată face obiectul capitolului al cincilea. Se indică graficele de variaţie a sarcinii şi se arată modul lor de acoperire, ţinîndu-se seamă de funcţionarea normală a aparatelor şi a maşinilor electrice.

În capitolul al şaselea se dau relaţii de calcul pentru puterea medie anuală în funcţie de o serie de coeficienţi care intervin în exploatare. Totodată se trasează curba de variaţie a consumului de energie în cursul unui an, considerînd tipuri caracteristice de consumatori neliniari.

Capitolul al şaptelea, care încheie studiul, arată modul de stabilire practică a variaţiei în perspectivă a sarcinilor electrice neliniare şi nesimetrice şi se preconizează măsurile necesare pentru asigurarea unei funcţionări corespunzătoare a maşinilor şi aparatelor, atît din centrele de consum, cît şi din cadrul surselor de energie.

Studiul prezintă un interes practic imediat, atît prin rezolvarea grafoanalitică a unor probleme majore ale alimentării cu energie a sarcinilor neliniare şi nesimetrice, cît şi sub aspectul indicaţiilor şi al datelor practice legate de exploatarea aparatajului de manevră de comandă şi control de pe linii, locomotive electrice şi din staţii. Dat fiind faptul că în ţara noastră funcţionează unele linii ferate electrificate şi se preconizează extinderea electrificării, socotim că un asemenea studiu care sesizează o serie de aspecte fără a le dezvolta pe măsura necesarului va constitui punctul de plecare în tratarea problemelor ce se pun în exploatarea aparatajului electric, atît sub aspect teoretic, cît mai ales din punct de vedere practic.

A. Carabulea

CZ 621.313.333.027.6

* * * **Evoluţia concepţiei şi tehnica de realizare a motoarelor asincrone mari la înaltă tensiune** (Évolution de la conception et des techniques de réalisation des gros moteurs asynchrones à haute tension). Rev. gén. Élect., tom **75**, nr. 9, 1966, p. 1041—1095.

În cuprinsul a opt articole se fac consideraţii privind construcţia, experimentarea şi exploatarea motoarelor electrice mari alimentate cu tensiune înaltă. Principalele probleme discutate se rezumă după cum urmează :

1. *V. Enault.* Condiţiile de exploatare a motoarelor asincrone de înaltă tensiune în centrale termoelectrice (Conditions d'emploi des moteurs asynchrones haut tension dans les centrales thermoélectriques).

Se arată ce tipuri de motoare electrice se folosesc în centrale şi cum se exploatează pentru a se obţine o funcţionare fără avarii.

2. *C. Leroy, R. Chavernoz* şi *M. Simon.* Experimentările întreprinse la bancul de încercări în domeniul rotoarelor în colivie (L'expérimentation entreprise au banc d'essai dans le domaine des rotors à cage).

Se studiază efectele încălzirii şi ale curenţilor de scurtcircuit pe motoare de inducţie în timpul blocării şi demarării sub tensiune. Se verifică unele metode de calcul folosite.

3. *R. Blanchardie, J. Chatelain, M. Jufer* şi *M. Pasdeloup.* Comportarea în regim tranzitoriu a coliviilor motoarelor asincrone (Comportement en régime transitoire des cages de moteurs asynchrones).

Se expun soluţiile constructive şi metodele de calcul pentru aceste tipuri de motoare, dîndu-se date experimentale apropiate de cele calculate.

4. *J. Bichet.* Cercetări recente privind tehnica rotoarelor în colivie ale motoarelor asincrone (Développements récents dans la technique des cages rotoriques des moteurs asynchrones).

Se indică gama de puteri ale tipurilor de motoare asincrone, precizîndu-se că puterea lor unitară a crescut vertiginos în ultimul timp. Se descrie modul de realizare a rotoarelor în colivie, dîndu-se o serie de indicaţii practice.

5. *S. Panni.* Procedee de izolare prin impregnare globală a maşinilor industriale cu tensiuni inferioare lui 7 kV (Procédé d'isolations avec imprégnation globale des machines industrielles de tension inférieure à 7 kilovolts).

Se descrie procedeul folosit, se arată rezultatele obţinute şi se fac recomandări pentru folosire.

6. *J. Peter.* Cîteva aspecte constructive ale maşinilor de medie tensiune (Quelques aspects de la construction des machines à moyenne tension).

Domeniile de studiu ale motoarelor asincrone cu rotoarele în colivie sînt :

— sistemul de izolaţie statorică ;
— studiul rotorului în colivie.

Se indică pentru fiecare în parte stadiul actual şi direcţiile de dezvoltare probabile în perspectivă.

7. *M. Marty.* Calculul încălzirilor plecînd de la analiza nearmonică a curbei de pierderi. Aplicaţii la maşinile electrice. (Calcul des échauffements à partir d'une analyse non harmonique de la courbe des pertes. Applications aux machines électriques).

Se arată modul de calcul al încălzirii pieselor supuse influenţei altor piese, avînd pierderi interne. Se determină încălzirea pe baza unei analize nearmonice a curbei de pierderi şi se dă sensul fizic al constantelor de timp. Aplicaţiile făcute pe maşinile electrice confirmă rezultatele teoretice.

8. *P. Birtchansky.* Sporirea puterii specifice a unui motor asincron cu ventilaţie exterioară (Augmentation de la puissance volumique du moteur asynchrone à ventilation externe).

Se prezintă o soluţie constructivă pentru mărirea puterii specifice a motoarelor asincrone cînd sînt răcite din exterior. Experienţele s-au făcut cu un motor de 17 kW.

Discuţiile care încheie materialul expus pe diverse probleme scot în evidenţă o serie de aspecte teoretice şi practice mai deosebite în ceea ce priveşte proiectarea, construcţia şi exploatarea motoarelor asincrone de mare putere.

A. Carabulea

CZ 621.315.2/3 (023)

C. Cruceru. **Cabluri şi conductoare electrice.** Îndreptar. Bucureşti, Editura tehnică, 1965, 462 pag., 192 fig., 231 tab., 62 ref. bibl.

Atît în domeniul curenţilor tari, cît şi în cel al curenţilor slabi, cablurile şi conductoarele electrice constituie principalele elemente ale echipamentului respectiv.

Prin marea importanţă pe care o au materialele conductoare, electroizolante, de impregnare şi de protecţie în construcţia şi tehnologia cablurilor şi a conductoarelor, acestea din urmă sînt încadrate în domeniul mare al materialelor electrotehnice. De altfel şi Editura tehnică, în prezentarea acestei lucrări, sublinia că volumul de care ne ocupăm este primul dintr-o serie de lucrări cu caracter de îndreptar cu privire la materialele electrotehnice.

În literatura tehnică din străinătate, în ultima vreme au apărut lucrări din acest domeniu, dintre care menţionăm : lucrarea lui I. Artbauer : Kabeln und Leitungen, Berlin, 1961 ; lucrarea lui S. M. Braghin, Elektriceskii Kabel (Konstrucţii i osnovi tehnologhii), 1955 etc. În literatura tehnică română, aceasta este prima carte de specialitate, cu caracter de îndreptar, cu toate că avem în ţară o fabrică complexă cu sute de tipuri de cabluri şi conductoare electrice.

În îndreptar, autorul îşi propune să expună clasificarea, teoria, construcţia, tehnologia de fabricaţie, încercările electromecanice şi utilizarea cablurilor şi a conductoarelor electrice în numeroase domenii.

În primul capitol sînt prezentate elementele constitutive ale cablurilor, conductoarelor şi cordoanelor electrice. Sînt interesante criteriile complexe de clasificare (nouă la număr), care pînă la urmă pot fi încadrate în două mari categorii : 1) materialele componente (natura şi forma materialelor conductoare, de izolaţie sau protecţie) ; 2) domeniile de aplicare (locurile de utilizare, tensiunile de serviciu, temperaturile de lucru şi maxime, gama de frecvenţe etc.).

Materialele folosite în industria cablurilor şi conductoarelor electrice sînt prezentate în cel de-al doilea capitol. În prealabil sînt examinate principalele caracteristici ale acestor materiale.

Capitolul al treilea se ocupă de calculul electric, termic şi de proiectarea cablurilor şi conductoarelor electrice. Pentru stabilirea relaţiilor necesare determinării parametrilor electrici se asimilează cablurile şi conductoarele electrice de forţă cu condensatoarele cilindrice. În definitiv, cablurile şi conductoarele sînt condensatoare reale, întrucît unul dintre electrozi este conductorul metalic, iar al doilea electrod, mantaua de cupru, aluminiu sau alt metal. În acest mod se studiază : cîmpul electric, capacitatea, inductanţa, rezistenţa de izolaţie, pierderile în dielectric şi străpungerea izolaţiei cablurilor de forţă. Caracteristicile termice sînt prezentate mai sumar în acest capitol. Calculul electric al cablurilor de telecomunicaţii se referă la caracteristicile primare şi secundare ale cablurilor simetrice şi nesimetrice (coaxiale). Proiectarea propriu-zisă a cablurilor de forţă este prezentată în paragraful al treilea al acestui capitol. Numeroase tabele şi nomograme completează expunerea principiilor de proiectare.

Conductoarele neizolate pentru transportul energiei electrice la distanţă, în cazul reţelelor de distribuţie şi pentru tracţiunea electrică, sînt prezentate schematic în capitolul al patrulea.

Construcţia, tehnologia şi mai ales domeniile de utilizare a cablurilor şi conductelor de diferite tipuri fac obiectul capitolelor 5 — 14. Considerăm că în tratarea diferitelor tipuri de cabluri, autorul le-a încadrat just pe criteriul domeniilor de utilizare, ţinînd seamă de specificul cărţii, respectiv de îndreptar, pentru energeticieni şi electrotehnicieni care folosesc aceste elemente de echipament electrotehnic. De altfel, în aceste capitole, ponderea o prezintă indicaţiile de utilizare, elementele tehnologice fiind foarte reduse. Aici ne referim la : cablurile de forţă izolate, conductele electrice izolate cu cauciuc sau cu materiale plastice, pentru instalaţii electrice de forţă şi lumină, de uz general, cablurile pentru exploatări miniere şi petroliere, conductele pentru avioane, automobile, tractoare şi locomotive electrice, conductele electrice navale, cablurile de semnalizare, telecomandă şi telemăsurare, cablurile de radiofrecvenţă, cablurile telefonice, conductoarele pentru bobinajul maşinilor şi aparatelor electrice şi, în sfîrşit, conductoarele cu rezistenţă electrică mare (rezistive).

Încercările fizico-mecanice şi electrice ale conductelor sînt studiate într-un capitol separat, respectiv capitolul 15. Ca la toate elementele de echipament electrotehnic, aceste încercări se împart în două categorii : 1) încercări cu caracter de control final care privesc parametrii geometrici şi electrici ai conductelor electrice şi 2) încercări specifice care privesc verificări de tip sau de lungă durată. Considerăm că principalele tipuri de încercări, printre care menţionăm metoda determinării pragului de ionizare, sînt prezentate în lucrare. Totuşi, considerăm că autorul a acordat un spaţiu prea restrîns acestei probleme importante a încercărilor, foarte necesare celor care utilizează cablurile şi conductoarele electrice. Ar fi fost indicate schemele de încercări cu prezentarea cît mai succintă a aparaturii electrice respective pentru a se folosi la încercările de recepţie sau de exploatare.

Protecţia climatică a conductelor electrice şi încercările la care sînt supuse în acest scop fac obiectul capitolului 16. Problema este tratată complex şi se insistă, în special, asupra metodelor moderne de încercare.

În sfîrşit, ultimul capitol (17) se ocupă de problema ambalajului şi marcării.

Expunerea este clară, fiind însoţită de diagrame, tabele şi, parţial, ilustraţii. Totuşi, credem că în eventualitatea unei reeditări ar trebui să se ţină seamă de următoarele observaţii.

Capitolul al doilea, privitor la materialele electrotehnice, este prea schematic, ocupînd mai puţin de 10% din volumul total al cărţii. Faţă de importanţa materialelor în acest domeniu al cablurilor, mai ales că lucrarea face parte dintr-o serie de lucrări din domeniul materialelor electrotehnice, considerăm că ar trebui amplificat acest capitol prin prezentarea mai largă a caracteristicilor fizico-mecanice şi dielectrice ale materialelor moderne.

După cum am arătat la încercările electrice (cap. 15, p. 384—431), trebuie completat materialul cu scheme de încercări pentru a servi ca îndreptar utilizatorilor de cabluri.

Capitolul 16 (protecţia climatică) ar trebui completat cu problemele de protecţie anticorosivă, cunoscînd importanţa acestor măsuri pentru mărirea duratei de viaţă a cablurilor şi conductoarelor electrice.

Privită în ansamblu, lucrarea răspunde obiectivului propus de autor, şi anume ca un îndreptar pentru categorii largi de cititori. Ea este utilă mai ales pentru lucrările de proiectare şi cercetare în domeniile instalaţiilor de forţă, lumină şi telecomunicaţii.

A. Bercu

REFERATE

CZ 621. 3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.048.1.025.001.24

Leonhardt, R. şi Nenning, P. **Dimensionarea grosimilor de izolare la curentul alternativ** (Bemessung der Isolierdicken bei Wechselspannung). In : ETZ—B, nr. 16, august 1966, p. 621—623, 3 fig., 4 grafice.

Pentru dimensionarea izolaţiei la curentul continuu, în cazul unei tensiuni de regim date, tensiunea de străpungere a materialului izolant este determinantă. La izolările pentru curentul alternativ trebuie însă să se ţină seamă de ionizare, deoarece doar un număr foarte redus de izolatoare solide sau flexibile sînt rezistente la descărcările luminescente. Cauza constă în dificultatea de a se evita includerile de aer, chiar atunci cînd impregnarea se produce în vid. Bazaţi pe studiile lui F. L. Paschen, după care tensiunea de străpungere în aer este aproximativ proporţională cu distanţa electrozilor numai la tensiuni de peste 15 kV, curba respectivă avînd alt aspect sub 15 kV, autorii ajung la o metodă grafică. Tensiunea de la bornele condensatorului, între care se presupune existenţa în serie a materialului izolant şi a aerului (cu cîmpurile E_D, respectiv E_L), este prezentată în funcţie de grosimea l_D a materialului izolant. Un mănunchi de curbe ţine seamă şi de diferitele raporturi ε_{rD} dintre valoarea cîmpurilor E_L în aer şi E_D în dielectricul solid. $\left(\text{Deci } \varepsilon_{rD} \text{ fiind} = \frac{E_L}{E_D}\right)$.

În concluzie se arată că la un condensator construit pentru o anumită tensiune de curent continuu şi utilizat apoi în curent alternativ, tensiunea de curent alternativ poate fi mult mai ridicată decît se prevede în actualele prescripţii.

Gh. C.

CZ 538.122.001.57

Demircean, K. S. **Metodă generală de modelare a cîmpului magnetic turbionar în medii omogene** (Obscie metod modelirovania vihrevîh magnitnîh polei v odnorodnoi srede). În: Electricestvo, nr. 9, 1966, p. 63—67, 6 fig., 5 ref. bibl.

Se arată stadiul de cercetare şi modul de aplicare a două metode de modelare a cîmpului magnetic turbionar cu ajutorul unor modele electrice. Prima metodă se leagă de modelarea potenţialului magnetic scalar, iar a doua se referă la modelarea potenţialului magnetic vector. Se arată avantajele celor două metode şi domeniile de aplicare. Se descrie o nouă metodă generală de modelare a cîmpului magnetic turbionar, se prezintă unele modele concepute de autor şi se descriu elementele folosite. Totodată, se fac consideraţii în legătură cu partea teoretică a posibilităţilor de modelare a cîmpului magnetic turbionar, indicîndu-se aproximaţiile admise în cazul construirii modelului. Exemplificarea indicaţiilor teoretice şi a calculelor efectuate se face pe trei modele corespunzătoare unor bobine cu elemente fizice întîlnite în aplicaţii practice. Confruntarea datelor de calcul cu cele rezultate din experimentările efectuate arată o concordanţă suficientă, ceea ce confirmă valabilitatea premiselor care stau la baza construirii modelelor.

A. C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.333.025.3 : 621.316.718

* * * **Condiţiile de exploatare a motoarelor asincrone şi sincrone.** În: Electricestvo, nr. 10, 1966, p. 7—24.

În cuprinsul a trei articole se analizează condiţiile de exploatare a motoarelor asincrone şi sincrone şi se dau relaţii de calcul pentru diverse caracteristici de funcţionare a maşinilor electrice analizate.

1. *Sandrel, A. S.* şi *Sarbatov, R.S.* Comanda motoarelor asincrone pentru obţinerea pierderilor minime în regim permanent (Ceastotnoe upravlenie asincronîh dvigatelem pri minimalnîh potereah v ustanovivşemsea rejime).

După prezentarea condiţiilor generale de comandă a motoarelor electrice asincrone pentru realizarea unor pierderi cît mai mici în regim normal de funcţionare, se indică relaţia de calcul al randamentului, analizîndu-se fiecare mărime care intervine. Se arată dependenţa grafică a pierderilor de frecvenţă a curentului care alimentează maşina electrică şi de sarcina motorului electric la un moment dat.

2. *Recus, G. G., Circov, I. M.* şi *Belousov, A. S.* Despre telecomanda motoarelor asincrone (K voprosu ciastotnogo upravlenia asinhronîmi dvigateli).

Se scriu expresiile care leagă tensiunea de alimentare de momentul activ şi de frecvenţă şi se fac consideraţii privind gama pierderilor asupra cărora are influenţă modificarea condiţiilor de alimentare şi telecomandă.

Analiza făcută fiecărei categorii de pierderi este justificată atît analitic cît şi grafic, scoţîndu-se în evidenţă avantajele telecomenzii în cazul motoarelor electrice asincrone.

3. *Zborovski, I. A.* şi *Malevinskaia, N. S.* Studiul pornirii motoarelor sincrone cu redresor de cuplare (Issledovanie pusca sinhronogo dvigatelea s podcliucennîm vipreamitelem).

După expunerea problemei se arată importanţa acestui studiu ţinînd seamă de stadiul cercetărilor. Rezolvarea problemei se poate face cu ajutorul maşinilor de calcul dacă se împart procesele în cel puţin două etape; se folosesc relaţiile Gorev—Park şi se întocmeşte modelul matematic al sistemului considerat, dîndu-i-se maşinii algoritmul şi instrucţiunile de lucru. Se arată schema simplificată de calcul şi se fac consideraţii privind trasarea caracteristicii voltampermetrice. Se precizează aspecte esenţiale care intervin la pornirile motoarelor sincrone cuplate la reţea prin intermediul redresoarelor cînd turaţia motorului este apropiată de cea sincronă; se precizează că momentul de pornire prin redresor este micşorat sensibil faţă de schema normală de pornire.

A.C.

CZ 621.314 *Transformatoare*

CZ 621.314.017.22.001.24

Berezovski, A. A., Kravcenco, A. N. şi Nijnik, L. I. **Calculul pierderilor suplimentare în cuva transformatoarelor** (Rascet dobîcinîh poteri v bache transformatorov). În: Electricestvo, nr. 9, 1966, p. 1—7, 5 fig., 14 ref. bibl.

După o scurtă prezentare a stadiului de construcţie şi exploatare a transformatoarelor electrice de mare putere se insistă asupra determinării pierderilor suplimentare în cuva transformatoarelor şi se indică soluţii pentru reducerea lor.

Se arată modul de determinare a pierderilor prin curenţi turbionari, indicîndu-se atît expresia cuplului electric şi magnetic, cît şi relaţia de calcul al impedanţelor din circuitul considerat. Se dau indicaţii asupra modului de calcul al caracteristicilor neliniare ale materialelor care se folosesc frecvent la transformatoare. După incursiunea teoretică privind determinarea expresiei cîmpului magnetic la transformatoare fără cuvă, se completează relaţiile deduse ţinînd seama de prezenţa părţii metalice exterioare a transformatoarelor. Se trasează o serie de curbe privind variaţia cîmpului magnetic în materialele folosite curent la construcţia cuvelor de transformator, deducîndu-se în final expresia pierderilor în cazul transformatoarelor trifazate şi monofazate. Exemplul numeric efectuat pe un transformator monofazat cu un curent nominal de 6 650 A arată că pierderile suplimentare sînt de 56 kW, iar pentru 0,455 I nominal din calcul rezultă 15,2 kW, iar experimental 14,2 kW.

A. C.

CZ 621.314.224.3.014.332

* * * **Comportarea transformatoarelor de măsură în regim tranzitoriu.** (Comportement des transformateurs de courant en régime transitoire). În: Rev. gén. Élect., nr. 9, sept. 1966, p. 1103—1126.

În cele patru articole cuprinse în acest număr se tratează următoarele probleme principale:

1. *Romier, R.* Răspunsul unui transformator de curent în regim tranzitoriu (Réponse d'un transformateur de courant en régime transitoire).

Se arată că răspunsul transformatorului de curent în regim tranzitoriu este condiţionat de fluxul care se naşte în circuitul magnetic. Se dau scheme constructive şi se comentează rezultatele experimentale obţinute pe unele scheme.

Se prezintă circuitul magnetic al unui transformator de curent de 220 kV.

2. Calculul şi realizarea machetei unui transformator de curent la 220 kV destinat să funcţioneze în regim tranzitoriu (Calcul et réalisation d'une maquette de transformateur de courant 220 kV destiné à la mesure en régime transitoire).

Macheta realizată permite măsurarea unui curent de scurtcircuit de 40 kA într-o perioadă tranzitorie cu o eroare de 5%. Se dau indicaţii privind realizarea unor asemenea transformatoare, care au o greutate redusă faţă de cele existente.

3. *Drouault, A.* Descrierea transformatorului etalon de 1 000 ÷ 5 000 A, tensiune de serviciu 220 kV (Description du transformateur étalon de 1 000 à 5 000 A, tension de service 220 kV). Se descrie un transformator de curent etalon care poate funcţiona la 220 kV şi 5 000 A.

Transformatorul redă în secundar componenta aperiodică a curentului din primar. Se indică principiile constructive şi experimentările efectuate.

4. *Paume, A.* Realizarea şi încercarea unei scheme de măsură la 72,5 kV (Réalisation et essais d'un combiné de mesure 72,5 kV).

Se arată condiţiile de funcţionare a noului tip de aparat construit. Se indică schema circuitului folosit la experimentări. Se reproduce vederea noului tip de aparat combinat adecvat măsurărilor la 72,5 kV.

Sfîrşitul articolului se referă atît la stadiul actual al cercetărilor în domeniul transformatoarelor de măsură, cît şi la perspectiva acestora.

A. C.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.62 : 621.315.612.20.001.4

Weyl, D. **Încercarea pieselor izolatoare electrice din ceramică** (Prüfung keramischer elektrischer Isolierteile). În : ETZ—B, nr. 16, august 1966, p. 624—627, 1 fig., 5 grafice.

Se presupune că la materialele ceramice nu există deformări plastice și deci modulul de elasticitate rămîne constant pînă la rupere. De aceea, aceste materiale nu sînt supuse la oboseală datorită solicitărilor mecanice alternative. Apoi rezistența lor la presiune este de circa 10 ori mai mare decît rezistența la încovoiere sau la tracțiune. În schimb, aceste materiale nu pot suporta vîrfuri de sarcină prin deformări plastice locale și au o rezistență relativ mică la încovoierea prin lovire. După indicarea cîtorva cifre privind atît rezistența izolatoarelor propriu-zise, cît și a capetelor lor de fixare (chituire) în cazul suporturilor, se trece la însușirile electrice (rezistența specifică electrică de străpungere, superioritatea față de izolanții organici din punctul de vedere al descărcărilor de gaze la suprafață etc.).

Relativ la rezistența termică — foarte ridicată la izolatoarele ceramice — este discutat dezavantajul la schimbări bruște de temperatură.

Încercările izolatoarelor, în special ale celor mari, conțin, pe lîngă probele mecanice și electrice obișnuite, și încercarea cu ultrasunete în scopul descoperirii eventualelor crăpături. În privința reducerii cu circa 20% a volumului în timpul arderii sînt admise, în unele cazuri, toleranțe, în alte cazuri, izolatoarele trebuind să fie supuse la prelucrări costisitoare. Două grafice prezintă tensiunea de străpungere a porțelanului în funcție de grosime, respectiv de temperatură. Încercările cu ultrasunete se realizează cu impulsuri de 1—5 MHz (lungimi de undă de 5—1 mm).

Obținerea unei arderi perfecte se probează cu dispozitivul „Fuchsin". După ce un ciob de porțelan a fost ținut mai multe ore într-o soluție alcoolică de „Fuchsin", la o presiune de cel puțin 150 at, lichidul nu trebuie să fi pătruns în porțelan.

Gh. C.

CZ 621.315.62.002.2 : 621.315.612.2/3

Schwehn, K. H. **Confecționarea izolatoarelor ceramice** (Die Fertigung keramischer Isolatoren). În : ETZ—B, nr. 15, iulie 1966, p. 585—589, 9 fig., 1 grafic.

Presupunînd cunoscute (din numerele anterioare ale revistei) materialele și prepararea lor, articolul tratează tehnologia formării diferitelor forme de izolatoare ceramice prin strunjire, presare și turnare.

La izolatoarele simetrice, din punctul de vedere al rotației (izolatoare-suporturi, izolatoare de trecere etc.), se utilizează strunjirea unui cilindru ceramic cu o umiditate de 16—17%. Cuțitele de strung sînt din Widia. Forma izolatorului se obține cu ajutorul copierii, fie printr-un rotor magnetic cu șablon din tablă de oțel, fie cu ajutorul principiului fotoelectric. Se fabrică astfel izolatoare-suporturi masive cu lungime de 1 516 mm și cu diametrul de 1 305 mm. Izolatoarele perforate de-a lungul axei sînt confecționate din diferite inele componente, care — după suprapunerea lor — sînt legate între ele cu o glazură de aceeași componență. S-au realizat astfel izolatoare cu lungime de 5 m, cîntărind 1 800 kg.

Tuburile de porțelan (pentru siguranțe de înaltă tensiune, tuburi de protecție pentru pirometri etc.) sînt fabricate cu presaj prin extruziune.

Turnarea permite confecționarea izolatoarelor cu forme mai complicate. Masa ceramică preparată după un anumit procedeu se toarnă în forme de gips. Presarea uscată este preferată la izolatoarele din steatită pentru joasă tensiune și se realizează pe cale hidraulică, mecanică etc. între 150 și 300 kp/cm². La presarea umedă se mai adaugă, în afară de apa din masa ceramică, ulei. În șase figuri sînt reprezentate diferitele faze ale presei, atît la procedeul uscat, cît și la cel umed.

Urmează sistemul de uscare a masei ceramice și diferitele fenomene, care duc la scăderea volumului în timpul uscării. După uscare, urmează acoperirea masei de porțelan cu glazură' fie prin stropire, fie prin plonjare. În cazul steatitei, glazura se aplică abia după ardere.

În încheiere se discută despre arderea izolatoarelor, insistîndu-se asupra : scăderii volumului, reglării temperaturii și importanței acesteia, sistemelor de cuptoare (cu regim periodic sau permanent), transformării masei izolatoarelor o dată cu creșterea temperaturii, obținerii culorii cerute, prelucrării ulterioare și fixării armăturilor necesare.

Ch.C.

CZ 666.3.022.1/6 :666.593 :621.315.62

Singer, E. **Materialele ceramice și prepararea masei** (Die keramischen Werkstoffe und die Aufbereitung der Masse). In : ETZ—B, nr. 12, iunie 1966, p. 431—434, 6 fig.

Pe lîngă proprietățile izolatoare, materialele ceramice au o rezistență mecanică ce poate concura cu aceea a materialelor sintetice și a metalelor. În plus, piesele ceramice nu prezintă oboseală și îmbătrînire.

Rezistența mecanică a porțelanului (compus din caolină, feldspat și cuarț) a fost mărită, înlocuindu-se cuarțul cu oxid de aluminiu. Astfel de materiale utilizate, în special, la înaltă tensiune — de exemplu predurul — au o rezistență mecanică dublă față de porțelanul obișnuit. Este apoi important faptul că acest „predur", cu o rezistență mecanică asemănătoare cu cea a steatitei, face posibilă realizarea unor forme complicate, care nu puteau fi obținute din steatită. După cîteva observații în legătură cu procesul arderii și al acoperirii cu un strat de glazură se trece la descrierea steatitei.

Pentru cele două categorii de steatită utilizate în electrotehnică — cea normală și cea pentru înaltă frecvență — sînt indicate elementele componente, procesul tehnologic (arderea) și domeniile de utilizare.

Este descrisă apoi cardierita, un amestec al silicaților de aluminiu și magneziu, care se caracterizează printr-un mic coeficient de dilatare. Urmează o serie de materiale pentru condensatoare, cum și ceramica din oxid de aluminiu.

După ce se amintește că materiile prime ceramice, în majoritatea lor, se găsesc pure în natură (caolina, feldspatul, argilele etc.), se trece la indicațiile privind prelucrarea lor. Articolul se încheie cu explicația unei scheme conținînd diferitele faze ale tehnologiei privind fabricația izolatoarelor din materiale ceramice : introducerea materiilor prime, amestecul între ele și cu apă, frămîntatul, presatul etc.

Gh. C.

CZ 621.318 *Magneți. Electromagneți*

CZ 621.318.435.042.1.017.001.8

Mastriucov, L. A. **Micșorarea pierderilor suplimentare în cuva bobinelor de reactanță cu miez** (Snijenie dobîcinih poteri v bache moscenih sterjnevih reactorov). În : Electricestvo, nr. 9, 1966, p. 8—13, 6 fig., 8 ref. bibl.

După încadrarea problemei și prezentarea stadiului de cercetare se arată că pierderile suplimentare în cuva bobinelor de reactanță, pe lîngă încălzirea materialului, contribuie la înrăutățirea indicilor tehnico-economici de exploatare.

Calculul intensității cîmpului și al pierderilor în pereții cuvelor bobinelor de reactanță se face admițînd o serie de ipoteze privind variația cîmpului în afara și în interiorul materialului studiat. Se prezintă o schemă echivalentă de calcul, în care elementele fizice ale bobinelor sînt de grosimi reduse. Pe baza acestor simplificări se scriu relațiile de calcul ale cîmpului electric și magnetic în funcție de o serie de coeficienți care se pot deduce pe baza unor curbe trasate de autor. Se prezintă relația de calcul al pierderilor atît în funcție de componenta cîmpului electric, cît și în funcție de componenta cîmpului magnetic. Se dezvoltă relațiile principale și se dau expresiile complete de calcul. Se analizează relația dedusă pentru diverse tipuri constructive de bobine, dîndu-se valoarea procentuală a pierderilor pentru fiecare caz în parte. Se arată rezultatul aplicării pe model a metodei propuse pentru calculul pierderilor suplimentare, indicîndu-se perspectiva aplicării unor asemenea procedee de calcul.

A. C.

CRONICĂ

Cel de-al XI-lea colocviu internațional științific al Politehnicii din Ilmenau (R.D.G.)

Colocviul internațional științific al Școlii politehnice din Ilmenau din R.D.G. a devenit, după zece manifestări anterioare bine organizate, o ocazie de întrunire a specialiștilor din domeniul unor discipline tehnico-științifice din țările socialiste europene și din cîteva țări de limbă germană din vestul Europei ca R.F.G., Austria, Elveția, la care s-au mai adăugat un număr de participanți din țările scandinave. Ceea ce a caracterizat aceste colocvii a fost, înainte de toate, originalitatea comunicărilor, în majoritate lucrări experimentale efectuate cu o instrumentație modernă, actualitatea temelor alese și interesul pe care le-au trezit discuțiile.

Ordinea de zi a colocviului internațional prevedea 165 comunicări grupate în trei domenii și în 14 secții, după cum urmează :

Probleme fundamentale : electrotehnică neliniară.

Tehnica curenților tari : acționări electrice ; aparate și instalații electrice ; electrochimie și galvanotehnică ; electroenergetică ; materiale electrice izolante și tehnica tensiunilor înalte ; mașini electrice ; electrocăldură.

Baze tehnologice : tehnica proceselor de producție ; standardizarea ; organizarea producției ; economia industriei ; documentare, brevete și drept.

Deschiderea festivă a avut loc la 19 octombrie 1966, cu următoarea ordine de zi :

— rectorul politehnicii, prof. dr. ing. H.J. Mau : Cuvînt de deschidere ;

— prof. dr. dr. honoris causa A. B. Wachsmuth, Berlin : „Omul ca ființă colectivă în sensul lui Goethe" ;

— prof. dr. honoris causa M. Steenbeck, Jena : „Ce este revoluția tehnică și ce cere ea de la oameni?"

Din alte țări au participat o serie întreagă de delegați și specialiști, dintre care, în programul comunicărilor, au fost înscriși :

din țările socialiste		*din țările capitaliste*	
U.R.S.S.	13 delegați	R.F.G.	27 delegați
R.S.C.	13 delegați	Austria	2 delegați
R.P.P.	13 delegați	Elveția	2 delegați
R.P.U.	11 delegați	Belgia	1 delegat
Republica Socialistă România	2 delegați	Franța	1 delegat
Cuba	1 delegati	Olanda	1 delegat
Total	53	Total	53

Restul de delegați și comunicări au fost din R.D.G.

DEZBATERILE SECȚIEI MATERIALE IZOLANTE ȘI TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE

1. Descărcări parțiale în izolații (20 octombrie 1966)

Schibiliski, S. — Ilmenau: „Forme de descărcare a coronei pozitive". Se prezintă rezultate experimentale care plecînd de la cunoștințele actuale asupra formelor coronei pozitive dau relații între formele de manifestare și geometria electrozilor, tensiunea aplicată, structura și presiunea dielectricului (în plaja 1,5—10 at). Fenomenele s-au încercat în aer uscat și umed, în azot pur, oxigen pur și în amestecurile lor. A reieșit, de altfel, în conformitate cu legea lui Paschen, că limitele de existență a coronei pozitive se îngustează considerabil cu creșterea presiunii. Concomitent se favorizează producerea de strimeri, ceea ce permite explicarea reducerii cunoscute a tensiunii de străpungere în cîmp neomogen (vîrf pozitiv — placă negativă) pînă la o presiune critică, de la care urmează din nou o creștere a tensiunii disruptive cu presiunea.

Această constatare este importantă nu numai pentru descărcările parțiale, ci și pentru fenomenele constatate în U.R.S.S. și Japonia, privind scăderea tensiunii de străpungere a dispozitivului vîrf pozitiv — placă negativă, la distanțe disruptive mari, care se poate deci accentua în funcție de variațiile presiunii atmosferice (o influență încă necercetată).

Fürtig, M. — Ilmenau : „Fenomene de rezonanță a coronei pozitive permanente". Experimente cu un dispozitiv cilindric obișnuit, pentru studiul coronizării firelor subțiri, au evidențiat un fenomen de activarea neobișnuită a coronei pozitive, într-un anumit domeniu de înaltă frecvență a curentului de descărcare.

Fenomenul denumit, la presiune normală, corona de rezonanță, a fost cercetat într-o plajă mai largă a presiunii gazului, ceea ce a permis — cu ajutorul înregistrării caracteristicii tensiune-curent, a spectrului de frecvență și a unor oscilografieri — identificarea condițiilor de existență.

Locul producerii fenomenelor de intensificare este plasma în fața anodului, iar mecanismul se presupune a fi cel al unor oscilații de relaxare în circuitul serie (modelabil), format din capacitatea anodului și rezistența coloanei plasmei. Lipsa de purtători în plasmă care intervine se compensează prin fotoionizare. Schema echivalentă permite și alte concluzii privind mecanismul fenomenului și interpretarea lui teoretică. Ca aplicație se propune o metodă nouă pentru măsurarea unor părți mici de impurități ale anumitor gaze, avînd în vedere sensibilitatea frecvenței de rezonanță, în funcție de amestecul de gaze ionizate.

Este de presupus că metoda nouă va fi brevetată, ceea ce confirmă utilitatea cercetărilor de acest fel.

Neudert, E. — Ilmenau : „Descărcări parțiale în incluziuni de aer". Se prezintă rezultate remarcabile obținute din experiențe cu un dispozitiv care modelează o incluziune de aer în dielectric. Între două plăci rectificate de sticlă se plasează o a treia din epoxi cu o gaură rotundă de un diametru variabil și se introduce între electrozii metalici de profil Rogowski, pentru a obține un cîmp electric omogen. Printr-o fantă laterală mică aerul inclus se schimbă, iar presiunea lui se poate varia și menține constantă, după nevoie. Un luminofor permite observarea celor mai slabe urme de descărcări, care se fotografiază cu aparate speciale de mare luminozitate, utilizînd filme ultrasensibile. Avînd în vedere aplicațiile la lămurirea descărcărilor parțiale tensiunea s-a ales alternativă și, practic, sinusoidală.

Experimentele au dovedit *un fapt necunoscut* pînă în prezent, și anume că nu întreaga suprafață perpendiculară pe cîmpul electric este cuprinsă de o singură descărcare, ci că apar numeroase descărcări care colectează sarcinile de pe porțiuni mici, în general circulare, ale suprafețelor opuse. Există deci o simetrie cilindrică în fiecare descărcare, într-adevăr parțială, dintr-un singur interstițiu de aer. S-a mai evidențiat că numărul descărcărilor , pe unitatea de suprafață izolantă încărcată, crește cînd distanța dintre aceste suprafețe scade. O cauză pentru acest fenomen nu a fost încă descoperită. De asemenea, nu se știe dacă cele 8—100 de descărcări au loc simultan sau sînt succesive. Autorul a stabilit variația sarcinii neutralizate, în funcție de tensiune, presiunea aerului în interstiții, distanța între plăci, deci de lungimea canalelor de descărcare. Calculele de verificare a unui mecanism a descărcărilor încă nu dau rezultate precise, ceea ce lasă să se întrevadă influențe încă neidentificate. Singura verificare satisfăcătoare a fost aceea a legii lui Paschen, ceea ce era de așteptat. Totuși această cercetare contribuie, în mod remarcabil, la lămurirea proceselor intime ale descărcărilor parțiale.

Nitzer, H. — Ilmenau : „Descărcări parțiale în alveole de dielectrici". Comunicarea se referă la cercetări experimentale similare cu cele anterioare, cu diferența că aerul din alveolă nu se schimbă, ci suferă, împreună cu dielectricul din zona picioarelor descărcării, modificări permanente, care permit concluzii asupra fenomenelor de îmbătrînire. Variind adîncimea alveolei perpendicular pe cîmp, cît și suprafața descărcată și măsurînd tensiunea și sarcina schimbată s-au cîștigat

date experimentale privind fenomenele și relațiile lor cu mărimile măsurabile.

Diagramele prezentate nu au fost în măsură să arate clar relațiile fundamentale dintre mărimile geometrice, dielectrice și electrice măsurate și înregistrate.

Avramescu, A. — București : „Model matematic pentru explicarea proceselor de descărcări parțiale în interstiții de aer și alveole din dielectrici". Plecînd de la date experimentale recente, ca cele menționate mai sus, se stabilește, înainte de toate, o analogie între aceste descărcări și trăsnetul între doi nori, descris încă în 1926 de către profesorul L. Binder. Contrar cu descărcările dintre doi electrozi metalici, mult studiate pînă în prezent, cele care se dezvoltă între suprafețe izolante au o altă fenomenologie. Într-adevăr sarcinile care apar prin polarizare pe suprafețele opuse și în masa dielectricului au o mobilitate mult redusă și nu se pot înlocui decît cu o viteză minimă. Astfel se explică participarea parțială a suprafeței încărcate la o descărcare, respectiv apariția mai multor descărcări în paralel. Dispozitivul cu simetrie cilindrică, constînd din două plăci circulare încărcate, legate instantaneu printr-un fir conductor, se poate calcula în faza tranzitorie, ținînd seamă parțial de caracteristica descărcării (tensiunea de aprindere, tensiunea de stingere și variația liniară a caracteristicii între aceste puncte). Analogia în descărcarea prin trăsnet, confirmă și variația curentului, sub forma unui impuls normal, cunoscut de la descărcarea produsă de instalațiile de încărcare la impuls. Cunoașterea formei curentului permite, pe de o parte, reprezentarea lui prin două exponențiale și calculul altor parametri, ca panta de creștere, de descreștere, banda de frecvență și sarcina corespunzătoare. De asemenea, modelarea unui impuls corespunzător pe un calculator analogic împreună cu modelarea cunoscută a înfășurărilor unui transformator permite studierea detaliată a fenomenelor și compararea lor cu măsurătorile efectuate la încercări pe concret. Lucrări experimentale în acest sens sînt în curs în cadrul Institutului de cercetări electrotehnice din București.

Expunerea a prilejuit o scurtă discuție privind curbele de curent ale descărcării în faza de amorsare constatate și exprimate analitic de Raether și reprezentarea prin două exponențiale care nu permite urmărirea exactă a începutului lavinei de electroni care formează primul lider.

Chládek, J. — Praga : „Procesele fizice la descărcări interne în dielectricul solid". Se examinează și se verifică diferitele scheme și ipoteze de funcționare a unor scheme simplificate de condensatoare care reprezintă descărcări în interiorul unor izolații solide la tensiuni continue, alternative și de impuls. Se dă o explicație plauzibilă tensiunii reziduale și de „revenire". Se examinează influența parametrilor asupra numărului de descărcări asupra procesului de ionizare și a măsurătorilor privind ionizarea. De asemenea, se încearcă o ipoteză pentru explicarea histerezei de ionizare, ca și o deducere globală a influenței rezistenței superficiale și a umidității asupra fenomenelor de descărcări parțiale.

Expunerea a fost ilustrată de numeroase diagrame și a reușit să dea unele explicații cu toate că se opera cu cîte două sau patru descărcări pe perioadă, ceea ce este departe de a corespunde cu realitatea.

Kelen, A. — Versteräs : „Considerații asupra energiei transformate în descărcări parțiale și influența secvenței pulsurilor asupra dielectricilor". Plecînd de la teza că prin măsurători externe nu se pot obține date directe asupra sarcinii și energii descărcărilor parțiale din interiorul dielectricilor, se încearcă un calcul analitic utilizînd un model matematic. Energia disipată depinde și de capacitatea spațiilor de gaze care se descarcă. Fenomenele fizice din cîteva dispozitive simple se urmăresc cu o aproximație suficientă prin calcule analitice. Se mai cunoaște din observații că descărcările din alveole închise, constatate și măsurate, își pierd cu timpul din intensitate și pot să dispară din cauza, de exemplu, a carbonizării izolanților organici și a formării unei punți conductoare care leagă suprafețele opuse încărcate. Se încearcă un calcul al influenței unor punți conductoare asupra reducerii intensității cîmpului electric. Se constată că aceasta influențează frecvența secvenței descărcărilor, pe cînd conductivitatea punții modifică sarcina descărcată.

Lucrarea se încheie cu o comparare a mecanismului modificărilor provocate de descărcări parțiale în izolanți.

În discuția care a urmat s-au cerut cîteva lămuriri autorului privind condițiile de experimentare.

Pfestorf, G.K.M. — Hanovra : „Rezultate noi de cercetare a coronei de curent continuu". După cercetările lui E. Kindij impulsurile coronei se datoresc unor purtători de sarcini rapizi, iar distrugerea dielectricului acțiunii unor particule neutre, ciocnite în cîmpul electric. Agresivitatea ozonului produs de descărcare contribuie numai în rîndul al doilea la degradarea dielectricului. Avînd în vedere cercetările lui Kindij și ale lui E. Plinke, se propune introducerea unor încercări la descărcări parțiale ale aparatelor de înaltă tensiune, mai ales a transformatoarelor și reductoarelor de tensiune și curent.

2. Măsurători de descărcări parțiale pe dispozitive izolante și izolații de înaltă tensiune (21 octombrie 1966)

Porzel, A. — Ilmenau : „Metode de măsură pentru constatarea descărcărilor parțiale". Descărcările parțiale produc oscilații electromagnetice de foarte înaltă frecvență, care se pot detecta relativ ușor. Pe baza unei scheme echivalente a unei izolații de înaltă tensiune se explică producerea de impulsuri de înaltă frecvență și deformarea lor după parcurgerea circuitelor adiacente, cît și principiile metodelor de măsură. S-au încercat diferite metode de înregistrare a spectrelor de frecvență ale descărcărilor parțiale, în functie de tensiunea aplicată diferitelor scheme de izolare. Din compararea diferitelor metode rezultă că metodele care se bazează pe folosirea de aparate cu bandă largă de frecvență nu dau rezultate bune. Metoda NEMA este cea mai bună din cele normalizate în diferite țări. Metodele selective lucrează în banda 9 kHz —1 MHz. Aparatul de măsură trebuie conectat capacitiv (de exemplu, prin condensatorul izolatorului de trecere). Din compararea critică a diferitelor metode rezultă criterii optime de îndeplinit. Autorul își propune să elaboreze o metodă care le satisface.

Kind, D. și *König, D. — Braunschweig* : „Cercetări asupra unor probe de rășini epoxidice cu goluri la solicitări cu tensiuni alternative". Profesorul Kind a precizat de la început că nu se va referi decît la probleme fundamentale. În măsurători, fazele cercetării trebuie să cuprindă : a — definirea mărimilor care se măsoară (ceea ce s-a făcut de către IEC CT 42!); b — cercetarea îmbătrînirii probelor; c — procesele fizice ale îmbătrînirii. Scopul cercetărilor trebuie să fie stabilirea condițiilor unei încercări la îmbătrînire, la degradare.

S-au prezentat definițiile și metodele de măsură ale unor mărimi echivalente cu puterea și s-au descris dispozitive și montaje speciale de măsurare ale acestor mărimi. S-a prevăzut și realizat înregistrarea oscilografică a impulsurilor, stabilindu-se diferențele între comportarea „ideală" și cea reală. S-au arătat modalitățile de deducere a mărimilor caracteristice din înregistrări și consecințele ce le au asupra posibilităților de apreciere a îmbătrînirii. S-au obținut date privind influența dimensiunii golurilor asupra mărimilor măsurate și asupra îmbătrînirii. S-au prezentat cîteva măsurători de putere asupra unor probe solicitate cu tensiuni alternative și s-au făcut considerații asupra mecanismului de îmbătrînire. Un pericol real îl formează crăpăturile în izolanți solizi, care slăbesc mult rezistența la durată.

Cu toate că este fundamentală, cercetarea țintea asupra unor obiective finale, cercetate și căutate de toate laboratoarele de specialitate, fără a atinge scopul definitiv.

Rabus, W. — Stuttgart : „Încercarea la descărcări parțiale și măsurarea lor la transformatoare de măsură și de putere". Autorul privește stadiul cercetărilor privind proba de descărcări parțiale ale echipamentului de înaltă tensiune prin prisma producătorului și a constructorului. Dînd indicații sumare asupra unor norme interne privind efectuarea încercărilor, autorul discută normele VDE 0434 referitoare la oportunitatea introducerii unor încercări de recepție la descărcări parțiale. Se prezintă și se comentează proiectul normei VDE 0533 privind astfel de măsurători pe transformatoare, cum și metodele electrice și acustice de localizare a surselor în interiorul cuvelor. Se dă o perspectivă a ceea ce se poate aștepta în viitorul apropiat în această problemă.

Mosch, W. — Dresda : „Măsurarea nivelului de zgomot de înaltă frecvenţă la instalaţii de încercare la tensiuni alternative înalte şi foarte înalte." Măsurătorile nedistructive ale aparatelor şi instalaţiilor de înaltă tensiune cîştigă în importanţă pe zi ce trece, ceea ce atrage după sine cerinţe din ce în ce mai stricte privind nivelul zgomotului propriu de înaltă frecvenţă al instalaţiilor de încercare a echipamentului. Se prezintă metode de măsură, în timpul încercării, a acestui nivel la transformatoare de încercare cu tensiuni pînă la 1,2 MV, evidenţiindu-se problemele care apar. Se discută schemele de măsurare, caracteristica lor de frecvenţă şi se prezintă variaţia nivelului de zgomot măsurat în funcţie de tensiune. O indicaţie esenţială pentru măsurători este ca în laborator nivelul de zgomot să fie foarte mic. La aceasta, Widman a remarcat că sursa de perturbare se găseşte mult mai aproape decît se pare. Astfel, se constată că izolatorul de trecere capacitiv are un nivel de zgomot superior întregului transformator.

Németh, F. — Budapesta : „Încercarea nedistructivă a izolaţiilor cu metoda tensiunilor de descărcare şi de revenire". Se prezintă relaţiile fenomenelor care au loc în dielectric la solicitări în cîmp electric continuu : polarizarea, curentul de absorbţie, tensiunea de descărcare, de stingere, de revenire. Panta iniţială a tensiunilor disruptive permite o apreciere a decăderii dielectricului. Pe baza cercetărilor întreprinse se propune o nouă metodă de încercare a izolaţiei. Măsurători comparative asupra unor mostre de cabluri vechi sau învechite artificial prin suprasarcini şi umezire au confirmat sensibilitatea metodei şi posibilitatea de a conclude, din rezultate, asupra cauzei degradării (de exemplu, supraîncărcare sau umezeală).

Lemke, E. — Dresda : „Descărcări în aer la supratensiuni de conectare". Deşi neîncadrată strict în tematică, lucrarea experimentală a fost urmărită cu interes, deoarece se referea la studiul descărcărilor premergătoare unei străpungeri în cazul tensiunilor tranzitorii de conectare (impulsuri prelungite). S-au stabilit relaţii strînse între variaţia curentului de impuls şi între apariţia unor strimeri.

Cu ajutorul unui multiplicator de fotografii s-a reuşit să se înregistreze înaintarea şi evoluţia liderilor şi a unui strimer, ceea ce a evidenţiat şi mai pregnant analogia cu mecanismul de progresie a trăsnetului.

Deoarece variaţia în timp a tensiunii între electrozi este influenţată de către dezvoltarea descărcărilor parţiale, ceea ce s-a confirmat şi în măsurătorile efectuate în alte ţări, (de exemplu din Japonia), se propune o nouă metodă de înregistrare simultană a tensiunii şi a curentului de descărcare într-o oscilogramă, ceea ce este posibil pe o suficientă bandă de frecvenţă, cu un oscilograf avînd un singur fascicul (spot), fără ca cele două înregistrări să se perturbeze.

Se prezintă încă o metodă pentru măsurarea simultană a sarcinii impulsului şi a curentului de descărcare parţială. Viteza de creştere a sarcinii în unitatea de timp este o măsură pentru intensitatea ionizării în spaţiul disruptiv. Ea se poate stabili uşor din oscilograme. Cu această metodă se detectează descărcări parţiale slabe, care cu alte metode se pierd. Ea se poate extinde la stabilirea vitezei medii de migrare a purtătorilor de sarcini şi la repartizarea sarcinilor spaţiale în spaţiul disruptiv.

La discuţii, ing. Fiebig din Dresda remarcă şi el că evoluţia descărcării parţiale are analogii cu desfăşurarea trăsnetului.

Stamm, H. — Ilmenau : „Situaţia actuală a cunoştinţelor în domeniul descărcărilor parţiale". Autorul încearcă să elucideze cauzele formelor atît de variate de descărcări neautonome şi autonome, propunînd o terminologie şi o clasificare schematică (oarecum) inedită. Se încearcă stabilirea unei relaţii între puterea disipată în descărcare şi dintre efectul de degradare sau deteriorare a izolaţiei.

Se trec în revistă metodele de încărcare utilizate în industrie, comparîndu-se eficienţa lor. De asemenea, se compară metodele de localizare a defectelor în interiorul aparatajului.

În discuţiile care au urmat s-a insistat asupra dezvoltării în perspectivă a cercetărilor şi a finalităţii lor. S-a ajuns la un consemn că rezultatele experimentale atinse sînt extrem de interesante, dar că mai sînt necesare eforturi pentru lămurirea relaţiilor complexe între mărimile măsurabile şi efectul de degradare a izolaţiilor de înaltă tensiune.

3. Măsurarea tensiunilor de impuls

Zaengl, W. — München : „Progrese în domeniul măsurării tensiunilor înalte de impuls." Problema ce se pune constructorilor de aparate de măsură de înaltă tensiune este ca ele să poată măsura atît curentul alternativ de frecvenţă industrială, cît şi tensiunea şi curentul de impuls normal şi tăiat, cu variaţii foarte rapide. Rezultă condiţii grele ce se pun aparatului de măsură, de exemplu schemei divizoarelor de tensiune, care constă, în general, dintr-un divizor, cablu de legătură şi osciloscraf. La tensiuni foarte înalte, cablul de legătură are o lungime mare, iar capacitatea şi inductanţa sa proprie pot să modifice astfel circuitul de măsură încît el să intre în oscilaţii la solicitări cu impulsuri. Se arată erorile ce rezultă din aceste cauze la măsurători.

O cercetare analitică fundamentală permite deducerea comportării la transfer a tuturor tipurilor de divizoare de tensiune. Din teorie, autorul deduce un nou tip de divizor de tensiune pentru impulsuri de peste 1 MW care a şi fost construit. El a fost comparat cu alte construcţii, constatîndu-se că are performanţe superioare la transfer.

La discuţii, am luat cuvîntul pentru a lămuri unele confuzii făcute de autor. Pentru a compara comportarea la impuls a divizoarelor de tensiune rezistive şi capacitive la tensiuni nominale de peste 1 milion volţi, vorbitorul se servea de o definiţie a timpului de răspuns recomandată de Comitetul Tehnic 42 al Comisiei electrotehnice internaţionale (prezidată de acad. R. Răduleţ), definiţie care nu dă rezultate la sisteme neamortizate, care au tendinţa de a oscila. În acest sens am formulat o opoziţie care a fost prezentată la reuniunea generală CEI din Tokio — concluziile conferenţiarului, care nu ştia de această limitare, erau greşite. La discuţii am dat argumentele ştiinţifice şi de bun simţ, demonstrînd imposibilitatea extinderii definiţiei la sisteme puţin amortizate, prezentînd şi soluţia propusă de mine instanţei internaţionale pentru ieşirea din impas : de a considera în loc de curba însăşi, înfăşurătoarea sa, căreia să i se aplice aceeaşi metodă. Cu această ocazie am prezentat auditoriului cercetările din ţara noastră, care privesc problema liniarizării divizoarelor de tensiune, cu soluţia dată de prof. Gh. Hortopan şi publicate în revista Electrotehnica* şi cea dată de prof. Gleb Drăgan pentru calculul teoretic al divizoarelor de tensiune capacitive. Intervenţia va aparea, de asemenea, în actele colocviului.

DEZBATERILE SECŢIEI A 5-a TEHNICA ELECTROENERGETICII

Probleme fundamentale

Almers. R. — Leipzig : „Prime impresii asupra dezvoltării economiei energetice pînă în anul 2000". Tendinţele de dezvoltare prevăzute în cadrul dezbaterilor celui de-al VII-lea Colocviu internaţional din Ilmenau în octombrie 1962 s-au adeverit a fi consistente, după cum s-a constatat pînă în prezent. Se poate deci presupune că tendinţele de creştere anuale ale cererii de energie se vor menţine în anii respectivi în decadele ce vor urma. Acoperirea acestor cereri va condiţiona o restructurare completă a economiei purtătorilor de energie şi a proiectării centralelor energetice. Furnizarea energiei din uzine atomoelectrice (UAE) va trece pînă la sfîrşitul secolului pe primul plan. Consecinţele acestei restructurări asupra configuraţiei reţelei trebuie să fie luate chiar acum în considerare.

Cum în întreg materialul grafic şi statistic ţara noastră a fost omisă dintre ţările socialiste europene, ceea ce permitea tragerea unor concluzii greşite privind ritmul cel mai rapid de creştere, am intervenit la discuţii cu clarificări şi date.

Hartenstein, R. — Heidelberg: „Transmisia de înaltă tensiune în curent alternativ şi curent continuu". Se trec în revistă motivele instituirii unor cercetări pentru trecerea la transmisia de curent continuu la foarte înalte tensiuni. Cercetări extinse în multe ţări industriale au evidenţiat că transmisia în curent continuu este în măsură să rezolve nu numai problemele distanţelor şi puterilor foarte mari, dar şi unele aspecte ce rezultă din interconectarea reţelelor existente.

* Electrotehnica 15, nr. 4, aprilie 1967, p.

Ziegler, A. — Erlangen: „Situaţia tehnicii centralelor nucleare în lume". În comparaţia între centralele nucleare cu cele bazate pe combustibili clasici, care durează de peste zece ani, unele tipuri din primele au atins limita de economicitate faţă de cele clasice, alte tipuri însă par că nu o vor atinge curînd sau niciodată. Din examinarea datelor disponibile privind structura, construcţia şi funcţionarea centralelor nucleare existente se pot deduce indicaţii şi cauze pentru comportarea şi tendinţele lor în viitorul apropiat. Pe o perioadă mai lungă previziunile întîmpină totuşi mari dificultăţi. Pe cînd numărul contractărilor unor centrale nucleare cu apă obişnuită a crescut surprinzător în ultimul timp, problema aprovizionării cu combustibil prezintă aspecte din ce în ce mai îngrijorătoare. Reactorii cu regenerare rapidă ar putea să soluţioneze problema, totuşi nu se întrevede azi cînd acestea vor trece de limita economică pentru a fi introduse pe o scară largă. De această evoluţie va depinde în ce măsură convertori îmbunătăţiţi, adică regeneratoare de toriu vor avea un rol mai mult sau mai puţin important pentru faza intermediară sau pe lîngă reactorii cu regenerare rapidă.

Comunicarea a fost bogat ilustrată cu diagrame care cuprindeau relaţii între parametrii specifici cei mai importanţi privind caracterul şi funcţionarea centralelor realizate sau comandate pînă în prezent. La o serie de întrebări privind probleme de construcţie, de comportarea instalaţiilor, vorbitorul a dat ample şi competente informaţii, dovedind că stăpîneşte perfect toate cunoştinţele actuale privind centralele nucleare.

Iasicki, Z., Kordus, A. şi *Mirkowschi, E. — Poznan*: „Probleme teoretice şi practice ale prelevării de energie din generatoare MHD". Se prezintă aspectele teoretice ale prelevării de energie electrică pentru diferite dispoziţii ale electrozilor. Rezultatele au fost aplicate la experienţe efectuate cu două modele avînd o putere a camerei de combustiune de 150 kW şi 4 MW construite în Poznan. Rezultatele experienţelor permit confirmarea unor relaţii fizice fundamentale deduse. Se propune continuarea cercetărilor în anumite direcţii.

Acad. dr. doc. şt. tehn. *A. Avramescu*

SCURTE ŞTIRI

Motor ionic propulsor. La Institutul de fizică al Universităţii Justus Liebig din R.F.G., doi cercetători ştiinţifici au elaborat un aşa-numit „motor ionic propulsor. Motorul are parametri tehnici remarcabili şi va fi utilizat, probabil, în primul rînd în astronautică. A fost supus în mai multe rînduri la încercări îndelungate într-un simulator al spaţiului cosmic, care este instalat în şcoala menţionată. Rezultatele acestor încercări au arătat că mai mult de 80% din energia electrică, introdusă în motorul ionic, se utilizează la propulsia rachetei. S-a început deja construcţia primului motor efectiv. Acest motor va fi utilizat în mod practic, probabil pentru stabilizarea poziţiei şi corectarea traiectoriei sateliţilor artificiali de transmitere a buletinelor şi informaţiilor meteorologice.

Din: Elektrotechnik, nr. 4, 1966.

Patru transformatoare cu o putere de cîte 690 MVA pentru generatoare par a fi, pînă în prezent, cele mai mari de acest tip, care au fost construite (în Anglia). Conţinutul lor de ulei este răcit cu apă. Avînd în vedere suprasolicitarea alternatoarelor respective, aceste transformatoare pot fi supraîncărcate pînă la puterea de 700 MVA. Fiecare transformator cîntăreşte 376 t.

Din: Elektrotechnik, nr. 4, 1966.

Vînătoare de uragane. Serviciile meteorologic şi maritime din S.U.A. au înfiinţat, pentru vînătoarea de uragane, o întreagă reţea de instalaţii electronice: patru sateliţi de tip Tiros, un număr mare de avioane cu instalaţii radar de tip Doppler, 18 staţii radar terestre cu raza de acţiune de 400 km, patru geamandure de măsură, automate, în zona Oceanului Atlantic şi a Mării Caraibilor. Se prevede răspîndirea din avion, în centrul uraganului găsit, a unor cristale de iodură de argint. Prin aceasta se va reuşi ca aburii de apă în corpul uraganului să se răcească mai repede, formînd cristale de ghiaţă şi astfel se va absorbi din spaţiul cuprins de furtună o mare energie, ceea ce va contribui la potolirea uraganului.

Din: Elektrotechnik, nr. 5, 1966.

Noua substanţă plastică „Surlyn A" aparţine clasei aşa-numitelor „ionometre. În aceste substanţe, lanţurile polimerilor sînt fixate prin ioni metalici şi prin aceasta se îmbunătăţesc în mod pronunţat toate proprietăţile. Substanţele nou introduse au mare importanţă pentru întreaga chimie a polimerilor. Materia primă pentru producţia lor o constituie etilenul şi metalele ionizate (de exemplu, magneziul, zincul, sodiul sau potasiul). Surlyn A face parte din cele mai dure substanţe sintetice cunoscute pînă în prezent. În straturi groase este transparent ca sticla şi poate fi colorat în mod diferit. La temperaturi ridicate este un plastic bun.

Din: Elektrotechnik, nr. 5, 1966.

Galvomet, un dispozitiv manual de metalizare. O firmă austriacă a început producţia unui dispozitiv manual de metalizare cu denumirea Galvomet. În mînerul dispozitivului (care are forma unui pistol) sînt amplasate două baterii plane de 4,5 V, care debitează curentul necesar pentru metalizarea galvanică. Dispozitivul are o trusă de diferite capete de schimb (pentru fiecare metal — cadmiu, alamă, zinc, cositor, nichel, crom, argint, aur şi altele, care cuprind o cantitate mică de electrolit) şi vase mici cu var vienez şi cu un mijloc purificator. Înainte de metalizarea propriu-zisă, părţile care urmează a fi acoperite cu pelicula de metal trebuie să fie minuţios curăţate şi degresate. După înşurubarea capului corespunzător de metalizare, legarea polului negativ la obiectul care se metalizează şi stabilirea curentului, instalaţia este gata pentru funcţiune. Schimbarea bateriei este foarte simplă. Cu acest dispozitiv nu se pot metaliza obiecte din aluminiu, plumb, oţel aliat şi bronz.

Din: Elektrie, nr. 12, 1965.

Un proiect vast de construcţii de uzine hidroelectrice, care utilizează energia fluxului şi refluxului maritim s-a elaborat în Marea Britanie. În Irlanda de Nord urmează a se construi un baraj în fiordul Lough Strangford, în care se vor instala 35 de agregate cu o putere de cîte 5,8 MW. Construcţia unui asemenea baraj se proiectează, de asemenea, la intrarea în fiordul Lough Carlingford, unde urmează să fie instalate 16 unităţi cu o putere de cîte 10 MW. Agregatele necesare vor fi livrate de firma English Electric.

Din: Energetika, nr. 2, 1966.

În industria constructoare de maşini din U.R.S.S. a fost dată în funcţiune o instalaţie pentru curăţarea pieselor turnate cu ajutorul unui efect electrohidraulic. Partea principală a acestei instalaţii o constituie un rezervor special cu apă, în care este instalat sistemul de electrozi. Piesele turnate introduse sînt expuse la acţiunea mecanică a unor unde de apă. Aceste impulsuri în apă se formează prin descărcări de înaltă tensiune continuă. Între electrozi şi piesele turnate se propagă impulsurile de scurtă durată ale unor curenţi continui mari. Metoda electrohidraulică este eficace şi în multe cazuri în care celelalte procedee de curăţare nu ajută. Puterea instalaţiei de curăţare este de 18 kW. Timpul de curăţare a pieselor turnate din aluminiu este de circa 5 pînă la 10 min, iar pentru piesele din fier, de 10 pînă la 15 min.

Din: Elektrotechnik, nr. 6, 1966.

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de Directivele Congresului al IX-lea al P.C.R. privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele, interesînd industria, vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea, se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase ; de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titluri, funcțiile, localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manunscris.

MŰSZAKI KÖNYVTÁRI

CONTENTS

DC 538.541 :621.3.018.44

Cupșa, A. : **Variable currents in unlinear ferromagnetic conductors.**

Electrotehnica 15, nr. 2 febr 1967, p. 45–55

Is made a synthesis of the works which treats the actual stage concerning the solutions of the problems of variable currents in ferromagnetic homogeneous nonlinear medium. A number of 65 works are analysed, which are considered by the author that they cover the principal studied directions. Thus, are analysed the tackled objectives, the adopted simplification hypothesis and the used mathematical proceedings. In this sense, a special attention is payed to the description of the method of the finite differences, which can solve such problems without simplification hypothesis and which, in the opinion of the author, will have in future large applications.

DC 621.372.44 :511.24

Semlyén, A. : **Some problems of the utilization of the calculus with complex magnitudes at unlinear branch circuits.**

Electrotehnica 15, nr. 2, febr 1967, p. 55–59

The author analyses the possibility of the application of the calculus with complex magnitudes at the study of the unlinear branch circuits. The author puts the problem of the harmonics and of the unanalytic character of the functions of complex variable and gives at the same time the explanation of some phase — differences which appear in a scheme with unlinear pure resistances.

DC 621.313.333.2.017.3

Drăgănescu, O. and *Galbenu, Gh.* : **The separation of the components of the supplementary no-load losses at the asynchroneous machine with cage rotor.**

Electrotehnica 15, nr. 2, febr 1967, p. 59–56

Are presented the results of the experimental attempts effectuated on some certain types of asynchroneous motors, which have in view the separation of the supplementary no-load losses. From the effectuated analysis results that at the studied motors, the inclination of the rotor slots has determined the apparition of some supplementary no-load losses, of great percentage. The straightening of the rotor slots has decreased these losses and also the loss of load.

DC 621.352.32.015.1

Gavrilă, I. and *Ionașcu, N.* : **The study of the electromotive tension of Leclanché's and Grenet's elements irradiated by supersounds.**

Electrotehnica 15, nr. 2, febr 1967, p. 65–69

Were studied the modifications which appear in the electromotive tension of Leclanché and Grenet elements as a result of ultrasonic irradiation of component solutions with a generator of 1 MHz. Were effectuated measuring of electromotive tension for an ultrasonic irradiation of 6 and 9 minutes of the solutions, at different powers. An increase of the electromotive tension from the terminals depending as well on the irradiation duration as on the ultrasonic power has been found. Has been established that, at greater ultrasonic powers, springs up supplementary electromotive tension which also continues at higher values for long time in shorting conditions. The results were interpreted.

DC 621.365.9 :621.791.89

Nichici, A. : **The study of the generation process of impulses in the electric spark working with oscillatory electrode.**

Electrotehnica 15, nr. 2, febr 1967, p. 69–75

The work represents a theoretic solution of the problem of variation laws of the number and of the characteristics of the electric discharges raised between the anode and the cathode in the electric spark processing with oscillatory electrode in the case of the utilisation of a relaxation impulses generator RC and of an electromagnetic vibrator for alternating current.

SOMMAIRE

CD 538.541 :621.3.018.44

Cupşa, A. : **Courants variables dans les conducteurs ferro-magnétiques non-linéaires.**

Electrotehnica 15, no. 2, février 1967, p. 45–55

On fait une synthèse des ouvrages qui traîtent du stade actuel des solutions des problèmes concernant les courants variables dans les milieux ferro-magnétiques homogènes non-linéaires. L'auteur considère que les 65 ouvrages que l'on analyse embrassent les principales directions étudieés. On analyse les objectifs attaqués, les hypothèses adoptée qui ont pour but de simplifier les opérations, ainsi que les procèdès mathématiques utilisés. Dans ce sens, on accorde une attention toute spéciale à la description de la méthode des différences finies, méthode qui permet de rèsondre ces problèmes sans avoir recours aux hypothèses simplifiantes et qui, selon l'avis de l'auteur, aura de larges applications futures.

CD 621.372.44 :511.24

Semlyén, A. : **Certains problèmes de l'utilisation du calcul à variables complexes pour les circuits de dérivation non-linéaires.**

Electrotehnica 15, no. 2, février 1967, p. 55–59

On examine la possibilité d'appliquer le calcul à variables complexes pour l'étude des circuits de dérivation non-linéaires. On pose le problème des harmoniques et du caractère non-analytique des fonctions de la variable complexe. On donne aussi l'explication de certains déphasages qui apparaissent dans d'un schéma à résistances pures, non-linéaires.

Drăgănescu, O. et *Galbenu, Gh.* : **La séparation des composantes des pertes supplémentaires pendant la marche à vide des moteurs asynchrones ayant un rotor à cage.**

Electrotehnica 15, no. 2, février 1967, p. 59–65

On présente les résultats des essais expérimentaux effectués sur certains types de moteurs asynchrones, en examinant les pertes supplémentaires pendant la marche à vide. A la suite de cette analyse, il résulte que dans les moteurs étudiés, c'est l'inclinaison des entailles du rotor qui détermine l'apparition des pertes supplémentaires pendant la marche à vide, pertes qui représentent un pourcentage élevè. En rectifiant la position des entailles, on a rèussi à rèduire ces pertes ainsi que celles qui se produisent pendant le fonctionnement avec charge.

CD 621.352.32.015.1

Gavrilă, I. et *Ionaşcu, N.* : **L'étude de la variation de la tension électromotrice des éléments Leclanché et Grenet irradiés au moyen des ultrasons.**

Electrotehnica 15, no. 2, février 1967, p. 65–69

On a étudié les modifications de la tension électromotrice des éléments Leclanché et Grenet à la suite d'une irradiation ultrasonique des solutions composantes, à l'aide d'un générateur de 1 MHz. On a effectué des mesurages de cette tension, lors de l'irradiation ultrasonique des solutions pendant 6 et 9 minutes, en utilisant différentes puissances d'irradiation. On a constaté un accroissement de la tension électromotrice des éléments, aux bornes, accroissement qui dépend de la durée de l'irradiation ainsi que de la puissance ultrasonique. On a constaté, de même, que lorsque les puissances ultrasoniques sont plus grandes, apparaît une tension électromotrice supplémentaire qui se maintient élevée même dans des conditions de court-circuit, pendant un intervale de temps assez long. On interprète les résultats obtenus

CD 621.365.9 :621.791.89

Nichici, A. : **Le processus de la génération des impulsions pendant l'usinage à l'aide des étincelles électriques avec un électrode oscillant.**

Electrotehnica 15, no. 2, février 1967, p. 69–75

L'ouvrage représente une solution thèorique du problème des lois de la variation du nombre et des caractéristiques des décharges électriques amorcées entre le catode et l'anode, dans le processus d'usinage à l'aide des étincelles électriques en employant un électrode oscillant et lorsque l'on utilise un générateur d'impulsions de relaxation RC ainsi qu'un vibrateur électromagnétique de courant alternatif.

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.13—183.3

Vasiliev, I. K ş.a. **Motoarele electrice pas cu pas, cu reductor şi metodă de calcul grafoanalitic al acestora.** În : Elektrotehnika **36**, nr. 12, dec 1965, p. 11—16, 4 fig., 3 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.313.33.001.2

Levin, V. I. **Alegerea întrefierului optim la motoarele electrice asincrone.** In : Elektrotehnika **36**, nr. 12, dec 1965, p. 48—50, 6 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.333.072 : 621.316.718

Antonenko, A. I. **Noi procedee de reglare a turaţiei motoarelor electrice cu rotorul în colivie.** In : Energhetika, elektrotehn. prom-st., nr. 4, oct-dec 1965, p. 44—49, 7 fig., 1 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.21 : 621.316.57

O'Neil, J. E. **Comutatoare de suprasarcină introduse în sistemele de protecţie a transformatoarelor.** In : Power Engng. **69**, nr. 12, dec 1965, p. 49—50, 2 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.22 : 621.316.5.001.5 : 621.382.004.2

Kargalov, N. I. **Transformator trifazat echipat cu pornitor cu semiconductoare.** In : Elektrotehnika **36**, nr. 12, dec 1965 p. 31—32, 3 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.22.072 : 621.316.5

Borodai, I. I. **Perfecţionarea construcţiei echipamentelor de comutare rapide a transformatoarelor de forţă.** In : Energhetika, elektrotehn. prom.-st , nr. 4, oct-dec 1965.

CZ 621.314.224.8.001.4 : 621.317.72—72

Thueleg, F. **Comparator de curent după principiul balanţei Kelvin pentru frecvenţe atingînd 10 kHz.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 9, 29 apr 1966, p. 297—300, 10 fig., 3 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.212 : 621.375.4

Scheible, F. **Echipament de frecvenţe purtătoare transistorizat, pentru cabluri coaxiale.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 7, 8 apr 1966, p. 219—225, 8 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.315—61 : 537.212

Lacoste, R. ş.a. **Metode de studiu al fenomenelor de polarizare lentă în materiale izolante solide.** In : Rev. Gén. Elect. **74**, nr. 11, nov 1965, p. 937—943, 10 fig., 2 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316 : 621.398 : 621.391.823

Biefer, H. **Perturbări provocate în instalaţiile de telecomandă centralizată de către motoarele asincrone.** In : Bull. ASE **57**, nr. 9, 30 apr 1966, p. 407—409, 2 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.722.1 : 621.382.3

* * * **Stabilizatoare de tensiune de tip nou.** In : Electronics **38**, nr. 26, dec 1965, p. 119, 1 fig.

CZ 621.316.722.1 : 621.382.3

Mayer, J. **Calculul unui alimentator stabilizat cu transistoare.** In : Electron. Profess., nr. 355, dec 1965, p. 34—36, 9 fig.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.333.4 : 621.315.1—027.3

Born, E. şi *Jager, J.* **Instrumente pentru localizarea defecţiunilor liniilor aeriene de înaltă tensiune.** In : Siemens Z. **40**, nr. 1, 1966, p. 23—27, 7 fig.

CZ 621.317.333.6 : 621.315.615.2

Baatz, H., Böcker, H. şi *Panajatis, N.* **Întreruperea impulsurilor datorită străpungerii izolării la încercarea de şoc în uleiul izolant.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 5, 4 martie 1966, p. 153—159, 14 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.317.333.6 : 621.315.615.2.015.51

Nikolopoulous, P. **Influenţa diferiţilor parametri asupra străpungerii în uleiul izolant în cazul aplicării unei tensiuni de şoc.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ A) **87**, nr. 7, apr 1966, p. 239—244, 10 fig., 5 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.317.785

Wenk, J. **Aparate de măsură cu impulsuri pentru treceri de energie în două direcţii.** In : Siemens Z. **40**, nr. 1, 1966, p. 28—31, 6 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.317.785.083.7

Spälti, A. **O metodă de citire la distanţă a contoarelor utilizînd reţea de curenţi tari.** In : Bull. ASE **57**, nr. 9, 30 apr 1966, p. 414—421, 14 fig.

CZ 621.318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE

CZ 621.318.2

Gerling, W. **Domenii noi de utilizare a magneţilor permanenţi.** In : Elektro. Anz. **18**, nr. 34, dec 1965, p. 19—23, 13 fig., 1 tab.

CZ 621.318.43

Hoffer, P. şi *Garcia, G.* **Reactanţe derivaţie fără miez de fier.** In : Rev. Gén. Elect. **74**, nr. 12, dec 1965, p. 1059—1065, 9 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.318.57 : 621.316.543—181.4

Grundig, H. **Probleme de construcţie a comutatoarelor miniatură.** In : Radio Mentor **31**, nr. 12, dec 1965, p. 1024—1027, 2 fig., 2 tab.

CZ 621.319 CONDENSATOARE

CZ 621.319.4

Thirrob, A. **Evoluţia în tehnica condensatoarelor de putere de medie tensiune, folosite de Electricité de France.** In : Rev. Gén. Elect. **74**, nr. 12, dec 1965, p. 1047—1054, 7 fig., 8 tab., 21 ref. bibl.

CZ 621.319.4 : 539.23

Aries, R. S. **Condensatoare pe pelicule subţiri.** In : Electron Components **6**, nr. 12, dec 1965, p. 1130—1132, 1 tab., 30 ref. bibl.

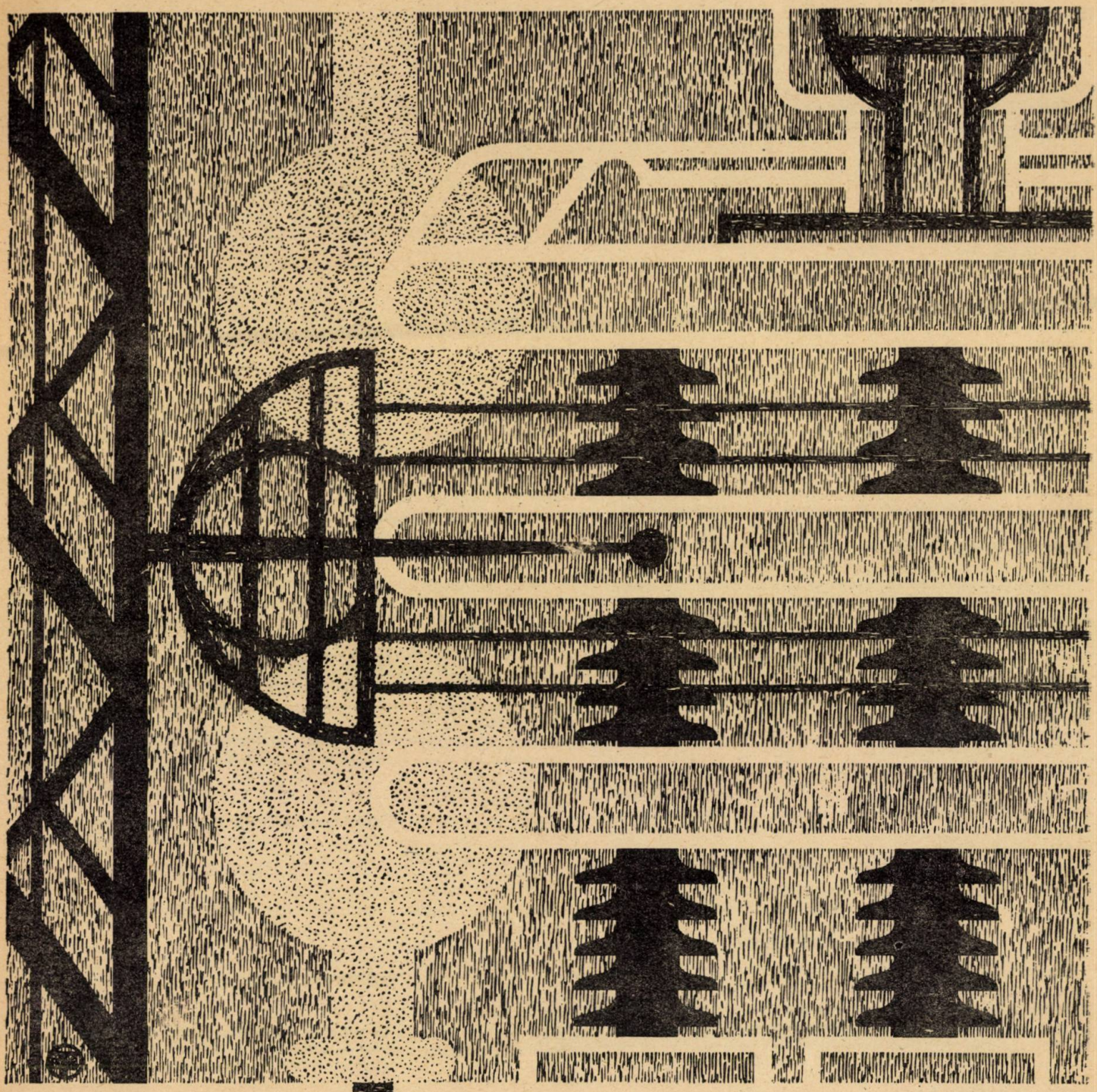
CZ 621.319.45 : 621.33

Rajewicz, W. **Noi aplicaţii ale condensatoarelor electrolitice.** In : Przegl. Elektrotechn., nr. 12, 1965, p. 480—483, 5 fig., 26 ref. bibl.

CZ 621.319.51 : 620.169.1

Menke, H. şi *Schroder, H. K.* **Cercetări asupra longevităţii eclatoarelor de tăiere pentru intensităţi înalte.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 10, 13 mai 1966, p. 323—328, 10 fig., 1 tab., 11 ref. bibl.

DEUTSCHER INNEN- UND AUSSENHANDEL Elektrotechnik



Deutscher Innen-und Aussenhandel
Elektrotechnik (Schriftzug)
104 Berlin, Chausseestrasse 111/112
Republica Democrată Germană

TÎRGUL DE LA LEIPZIG — o manifestare închinată comerțului liber internațional și progresului tehnic.

La Tîrgul de primăvară de la Leipzig, deschis între 5 și 14 martie 1967, industria electrotehnică a Republicii Democrate Germane vă va oferi, ca în fiecare an, aspecte reprezentative ale producției de mari proporții.

În pavilioanele: 18 — destinat electrotehnicii, 15 — destinat electronicii și automaticii și 11, care oferă vizitatorilor o privire de ansamblu asupra tehnicii sudurii, colaboratorii noștri vă stau la dispoziție. Ei vă vor da lămuririle necesare în toate problemele.

Vizitînd expoziția, vă veți convinge de capacitatea și înaltul nivel al industriei electrotehnice din Republica Democrată Germană.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

1967 MÁJ 26.

M.I.C.M.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

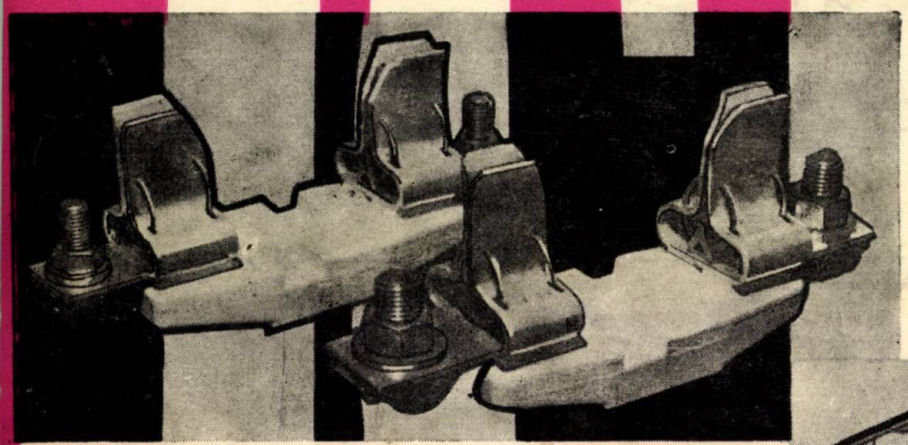
DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

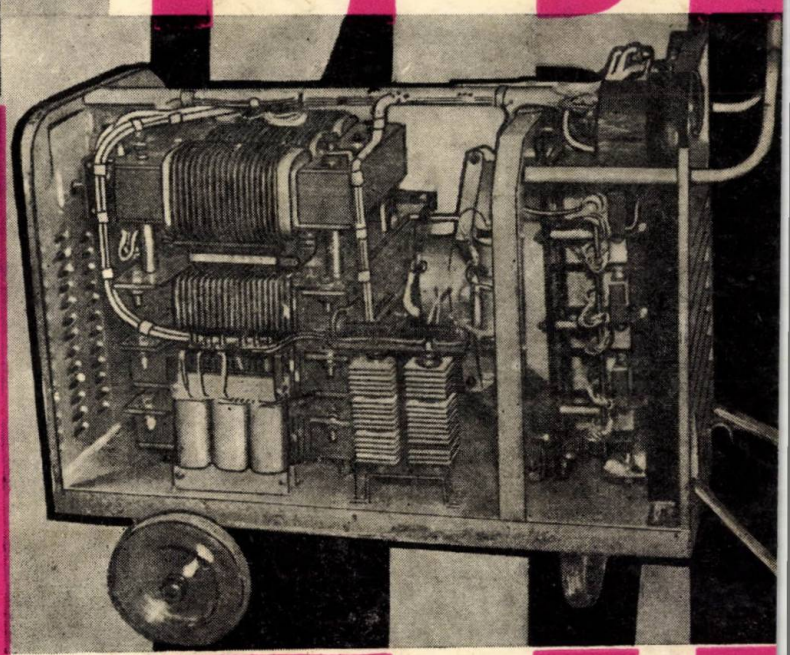
Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'Industrie Électrotechnique





PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

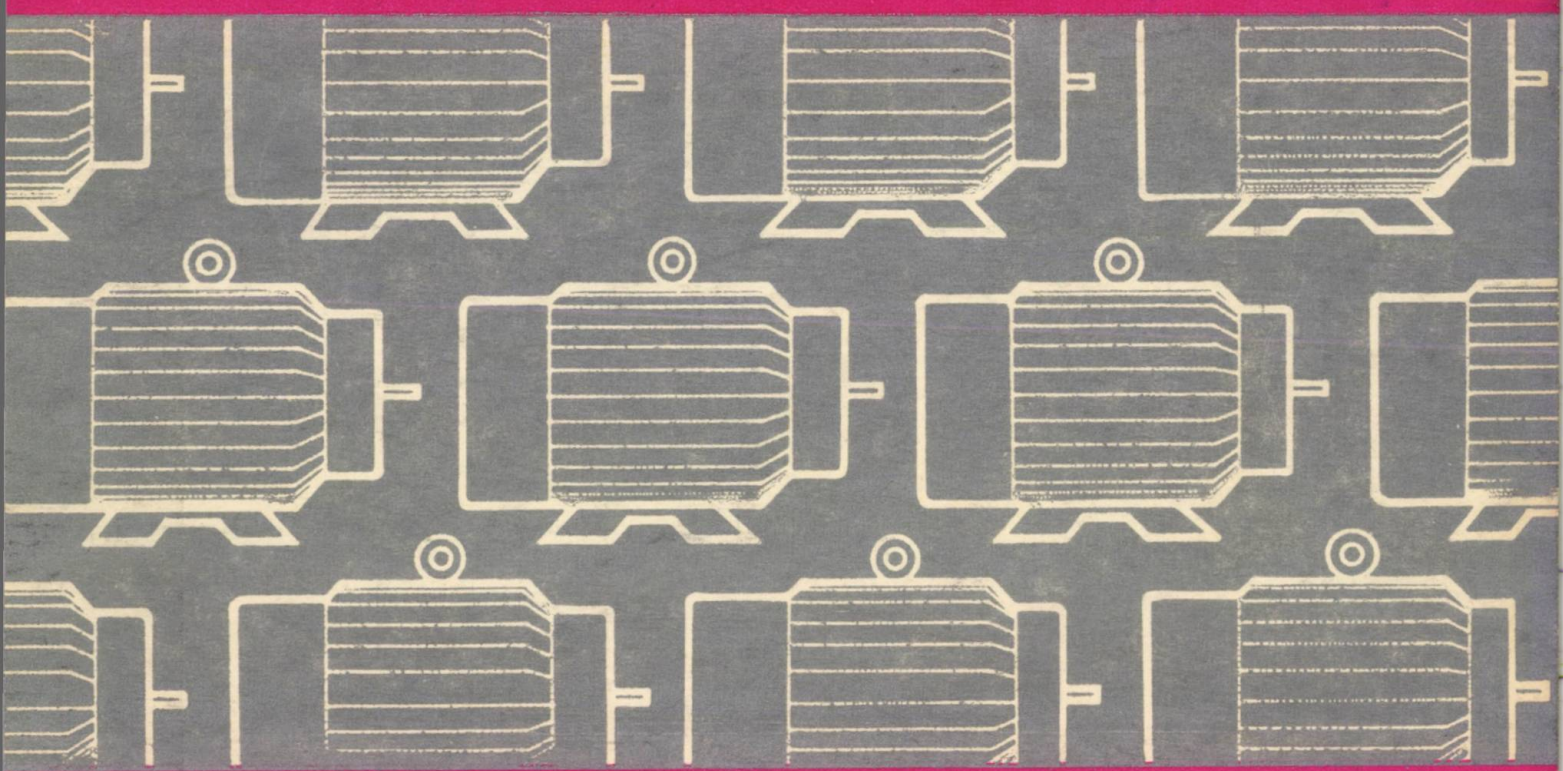
INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZARII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

E 2040

REFERÁLVA

ELECTROTEHNICA

R

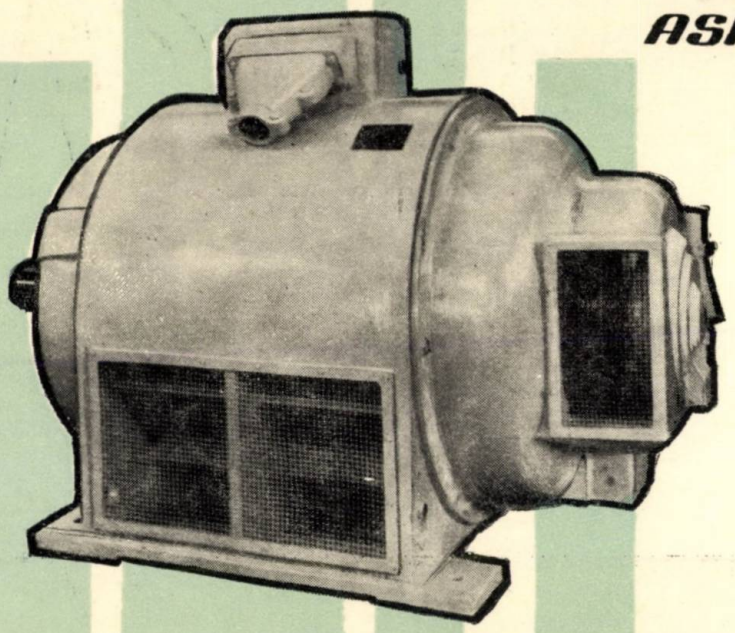


ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 15 • Nr. 3 • MARTIE 1967

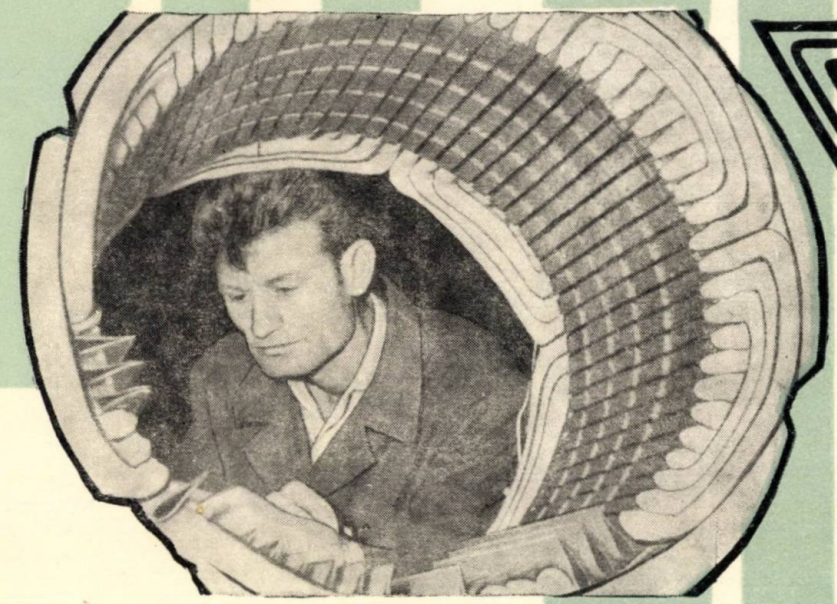
3

pentru orice fel de acționare electrică cu putere necesară peste 100 kW găsiți motorul potrivit

MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE ȘI SINCRONE



în scurtcircuit și cu inele
100 - 1000 kW , 500 - 1500 rot/min
normale , protejate ,
antigrizutoase , antiexplozive



fabrică

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

OSZTÁLYOZÓ MŰSZAKI ... 1863

ELECTROTEHNICA

Anul 15 nr. 3, pag. 85—115 martie 1967

CUPRINS

CZ 621.316.016.313.001.26 : 512.831

Pololea, E. : **Elemente nesimetrice în rețelele electrice trifazate.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, martie 1967, p. 85—92

Se aplică teoria grafului la studiul rețelelor trifazate nesimetrice. Ecuațiile de funcționare se scriu în sistemul d,i,h, pentru elementele simetrice și în sistemul *a,b,c*, pentru elementele nesimetrice. Legătura dintre cele două sisteme de ecuații se realizează cu ajutorul matricelor operatorice de corespondență a nesimetriilor.

Metoda expusă prezintă avantaje față de metodele cunoscute în literatură, deoarece este generală și se aplică în mod mecanic.

CZ 621.313.322.045.7 : 538.54

Nicolaide, A. și *Drăgănescu, O.* : **Efectul tipului înfășurării de amortizare asupra constantelor mașinii sincrone cu poli aparenți.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, martie 1967, p. 93—99

Se expune un studiu experimental amănunțit asupra constantelor și caracteristicilor de funcționare în asincron a mașinii sincrone cu poli aparenți. S-au examinat diferite variante constructive ale înfășurării de amortizare (din alamă, cupru și fier cu diferite numere de bare pe pol). Rezultatele experimentale sînt în concordanță cu o serie de studii teoretice. De asemenea, s-a studiat și mașina fără înfășurare de amortizare, ceea ce a permis să se constate efectele sistemului natural de amortizare care nu pot fi determinate, în general, precis prin calcul. Datele obținute sînt utile în calculul și exploatarea mașinilor sincrone.

CZ 621.313.223.1.045 29 : 621.335

Popovici, Vl., Wagner, W. și *Mîndrea, L.* : **Studiul comparativ al bobinajelor rotorice realizate la generatorul principal tip GCE 1100/10 pentru locomotiva Diesel electrică 060 DA de 2100 CP.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, martie 1967, p. 99—105

Locomotiva Diesel electrică de 2100 CP, în fabricație de serie la Uzina „Electroputere"-Craiova, este echipată cu un grup Diesel generator de curent continuu de 1350 kW, 1080 rot/ min, 890 V. Bobinajul rotorului acestui generator a fost realizat în mai multe variante constructive și tehnologice. În proiectul inițial a fost prevăzut un bobinaj de tip broască cu două rînduri de mufe lipite, care n-a dat rezultate bune în exploatare, primele generatoare defectîndu-se chiar pe standul de probă.

În lucrare se prezintă noile variante de bobinaj broască cu bobine cu fir continuu și varianta de bobinaj buclat cu pasul scurtat, care au dat deplină satisfacție în exploatare.

CZ 621.316.923.1.064.33

Pesici, M. : **Aspecte ale funcționării siguranței de joasă tensiune cu mare capacitate de rupere.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, martie 1967, p. 105—110

După o scurtă descriere a funcționării siguranței fuzibile cu mare capacitate de rupere și a criteriilor de selectivitate, se arată condițiile care definesc fenomenul termic la curenți intenși de scurtcircuit. Se arată importanța, în criteriul de selectivitate a primei perioade de încălzire pînă la topirea elementului fuzibil și se determină, grafic, timpul după care procesul termic încetează de a mai fi adiabatic. Se descrie o metodă bazată pe considerații geometro-analitice pentru predeterminarea caracteristicilor de funcționare ale unei familii de siguranțe din același tip constructiv.

RECENZII 110—111
REFERATE 112—114
CRONICĂ 115
SCURTE ȘTIRI 115

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu; ing. Șt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Rădulețț; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA". organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru intreprinderi: lei 100 anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costrul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Intreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23 — 25, București, c. 5030.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

I.P.I. — c. 5030

41400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621 316.016.313.001.26 : 512.831

Потоля, Н.: **Несиметрические элементы в электрических трехфазных сетях.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, март 1967, стр. 85—92

Применяется теория графы при изучении несимметрических трехфазных сетей. Функционирующие уравнения записываются в системе d, i, h, для симметрических элементов, и в системе a, b, c, для несимметрических элементов. Связь между этими двумя системами уравнений осуществляется при помощи оперативных матриц, соответствующих несимметричностям.

Приведенный метод имеет преимущества по сравнению с методами, известными из литературы, т.к. его можно обобщать и применять механически.

ДК 621.313.322.045.7 : 538.54

Николаиде, А. и *Дрэгэнеску, О.*: **Эффекты типа успокоительной обмотки на постоянные синхронной машины с явновыраженными полюсами.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, март 1967, стр. 93—99

Описывается подробное экспериментальное изучение постоянных характеристик асинхронной работы синхронной машины с явновыраженными полюсами. Были проанализированы различные конструктивные варианты успокоительной обмотки (латунной, медной и железной с различным количеством стержней на полюсе). Экспериментальные результаты совпадают с рядом теоретических работ.

Также была исследована машина без успокоительной обмотки, что позволило установить эффекты естественной успокойтельной системы, которые, вообщем, невозможно точно определить путем расчета.

Полученные данные могут быть полезными при расчете и эксплуатации синхронных машин.

ДК 621.313.223.1.045.29 : 621.335

Попович, Вл., Вагнер, В. и *Мындря, Л.*: **Сравнительное исследование роторных обмоток, осуществленных на главном генераторе типа G C E 1100/10 для электродвигателя Дизель 060 ДА в 2100 л.с.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, март 1967, стр. 99—105

Электродвигатель Дизель в 2100 л.с., выпускаемый в серийном производстве на заводе „Electroputere" — Крайова, оснащен группой Дизель-генератора непрерывного тока в 1350 квт, 1080 об/мин, 890 в. Обмотка ротора этого генератора была осуществлена в различных конструктивных и технологических вариантах. В начальном проекте была предусмотрена обмотка замочного типа с двумя рядами приклеенных муфт, которая не дала хороших результатов в эксплуатации, т.к. на первых генераторах обнаружились повреждения даже на испытательном стенде.

В настоящей работе приведены новые варианты замочной обмотки бесконечной нитью и вариант петлевой обмотки с укороченным шагом, которые в эксплуатации оказались весьма надежными.

ДК 621.316.923.1.064.33

Песич, М.: **Аспекты работы предохранителя низкого напряжения с высокой разрывной мощностью.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, март 1967, стр. 105—110

После краткого описания работы, плавких предохранителей с высокой разрывной мощностью и критериев селективности, излагаются условия, предопределяющие термическое явление при интенсивных токах короткого замыкания.

Указывается значение, в критерии селективности первого периода подогрева до расплавления плавкого элемента и определяется графически, время, после которого термический процесс перестает быть адиабатическим . Описывается метод, основывающийся на аналитико-геометрических соображениях для предопределения характеристик работы ряда предохранителей этого конструктивного типа.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.316.016.313.001.26 : 512.831

Pololea, E. : **Unsymmetrische Elemente in den elektrischen Drehstromnetzen.**

Electrotehnica **15**, H. 3, März 1967, S. 85–92

Man wendet die Theorie der Graphen an beim Studium der unsymmetrischen Drehstromnetze. Die Arbeitsgleichungen werden für die symmetrischen Elemente nach dem System d, i, h, für die unsymmetrischen Elemente nach dem a, b, c-System benannt. Die Verbindung zwischen den zwei Gleichungssystemen wird mit Hilfe der Arbeitsmatrizen des Verhältnisses der unsymmetrischen Elemente hergestellt.

Die dargestellte Methode weist Vorteile auf gegenüber den in der Literatur bekannten Methoden weil sie allgemein anwendbar ist und mechanisch verwendet wird.

DK 621.313.322.045.7 : 538.54

Nicolaide, A. und *Drăgănescu, O.* : **Die Wirkung der Dämpferwicklungsart auf die Konstanten der Synchronmaschine mit ausgeprägten Polen.**

Electrotehnica **15**, H. 3, März 1967, S. 93–99

Dargelegt wird ein eingehendes Versuchsstudium bzgl. der Konstanten und der Betriebseigenschaften der Synchronmaschine mit ausgeprägten Polen. Untersucht wurden verschiedene Ausführungen der Dämpferwicklung (aus Messing Kupfer und Eisen und dies bei einer veränderlichen Anzahl von Polstäben). Die Versuchsresultate sind übereinstimmend mit einer Reihe von theoretischen Studien. Ferner untersuchte man auch die Maschine ohne Dämpferwicklung. Dies ermöglicht die Einflüsse der natürlichen Dämpfung festzustellen, was im allgemeinen durch reine Berechnung nicht mit Genauigkeit möglich ist.

Die erhaltenen Resultate sind bei der Berechnung und dem Bertrieb der Synchronmaschinen verwendbar.

DK 621.313.223.1.045.29 : 621.335

Popovici, Vl., Wagner, W. und *Mîndrea, L.* : **Ein Vergleichsstudium der Rotorwicklungen die für den Hauptgenerator der Type GCE 1100/10 für die Dieselelektrische Lokomotive 060 DA, 2100 PS gebaut wurden.**

Electrotehnica **15**, H. 3, März 1967, S. 99–105

Die sich in Reihefabrikation des Werkes Electroputere – Craiova befindende Dieselelektrische 2100 PS Lokomotive ist mit einem Diesel-Gleichstromaggregat von 1350 kW, 1080 Umdr./min, 890 Volt versehen. Die Rotorwicklung dieses Generators wurde in verschiedenen Bau-und technologischen Ausführungen hergestellt. In ursprünglichen Projekt war eine Froschwicklung vorgesehen, welche zwei Reihen von angeschweissten Muffen besass. Im Betrieb erwies sich die Ausführung als nicht zufriedenstellend, nachdem die ersten Generatoren schon auf dem Prüfstand versagten.

Der Aufsatz zeigt die neuen Frosch-Wicklungsausführungen mit ununterbrochener Spulenleitung, sowie die Ausführung mit Schleifenwicklung kurzen Schrittes. Beide erwiesen sich im Betrieb als vollkommen entsprechend.

DK 621.316.923.1.064.33

Pesici, M. : **Gesichtspunkte bzgl. des Betriebes von Niederspannungssicherungen grosses Ausschaltvermögens.**

Electrotehnica **15**, H. 3, März 1967, S. 105–110

Nach einer kurzen Beschreibung des Betriebes der Schmelzsicherung grosses Unterbrechungsvermögens und deren Selektivitätskriterien, werden die Bedingungen angeführt, welche bei starken Kurzschlussströmen den thermischen Vorgang bestimmen.

Im Selektivitätkriterium wird die Bedeutung der ersten Erwärmungsperiode bis zum Schmelzen des Schmelzelementes gezeigt und dann die Zeit, nach der der thermische Vorgang aufhört adiabatisch zu sein, graphisch festgestellt. Es wird eine Methode beschrieben, die auf geometrisch analytischen Betrachtungen zur Vorausbestimmung der Betriebseigenschaften einer Sicherungsgruppe derselben Konstruktionstype gründet.

BUCHBESPRECHUNGEN 110–111
REFERATE 112–114
CHRONIK 115
KURZNACHRICHTEN 115

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCTIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 3 Bucureşti, martie 1967

Elemente nesimetrice în reţelele electrice trifazate

EUGEN POTOLEA* — Bucureşti

CZ 621.316.016.313.001.26 : 512.831

Elementele nesimetrice pot interveni la nodurile sau în laturile reţelei trifazate simetrice. Nesimetria determinată de un element nesimetric de la un nod trifazat va fi numită nesimetrie locală de admitanţe, iar nesimetria determinată de un element nesimetric dintr-o latură trifazată va fi numită nesimetrie locală de impedanţe.

Fiecare nesimetrie locală poate fi simplă sau multiplă, după cum este caracterizată de una sau mai multe admitanţe sau impedanţe. În funcţionarea sistemelor electrice intervin de cele mai multe ori nesimetrii locale simple de formă particulară, cum sînt scurtcircuitele şi întreruperile de faze.

În tabelele 1 şi 2 sînt prezentate schemele nesimetriilor simple şi matricele corespunzătoare $[\underline{Y}_s]$ şi $[\underline{Z}_s]$, calculate cu relaţiile [1]:

$$[\underline{Z}_s] = \frac{1}{3}[\underline{C}_s]\,[\underline{Z}_f]\,[\underline{C}_s]_t^* ;$$

$$[\underline{Y}_s] = \frac{1}{3}[\underline{C}_s]\,[\underline{Y}_f]\,[\underline{C}_s]_t^* , \qquad (1)$$

în care $[\underline{C}_s]$ este matricea de conexiune din metoda componentelor simetrice:

$$[\underline{C}_s] = \begin{array}{c|c|c|c|} & a & b & c \\ \hline d & 1 & a & a^2 \\ \hline i & 1 & a^2 & a \\ \hline h & 1 & 1 & 1 \\ \hline \end{array} = 3\,[\underline{C}_s^*]_t^{-1}.$$

După obţinerea matricelor $[\underline{Y}_s]$ şi $[\underline{Z}_s]$ se construiesc schemele echivalente din metoda componentelor simetrice, aşa cum se arată pe ultima coloană a tabelelor 1 şi 2. Aceste scheme echivalente ale nesimetriilor se introduc în schemele reţelelor fictive şi se obţine astfel schema echivalentă generală a reţelei în regim nesimetric [2]. Ecuaţiile de funcţionare în regim nesimetric se obţin prin aplicarea teoremelor lui Kirchhoff în schema echivalentă generală.

În cele ce urmează se va alege o altă cale pentru studiul regimurilor nesimetrice. Se vor folosi schemele reţelelor fictive pentru scrierea ecuaţiilor de funcţionare din reţeaua simetrică, în timp ce nesimetriile vor fi luate în consideraţie prin ecuaţii de funcţionare fără a mai face apel la schemele echivalente din tabelele 1 şi 2.

Nesimetrii simple de admitanţe

Nesimetriile de admitanţe sînt de două categorii: de admitanţe proprii şi de admitanţe mutuale. În tabela 3 sînt prezentate schemele acestor nesimetrii simple din reţeaua trifazată. Fiecărei scheme îi corespunde un graf [3], [4], [5] cu trei noduri independente a, b, c şi un nod de referinţă comun, pămîntul fictiv, notat cu 0. Laturile grafurilor sînt orientate de la nodurile independente la nodul de referinţă şi în ordinea permutării indicilor: L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}.

Se scriu ecuaţiile de funcţionare [6], [7] în sistemul a, b, c pentru primele trei scheme din tabela 3:

— ecuaţia de material

$$\underline{I}_p = \underline{Y}_p\,\underline{V}_p ; \qquad (2)$$

— ecuaţiile topologice

$$[A_p]\,\underline{I}_p = [\underline{I}_{fn}]$$

$$[A_p]_t\,[\underline{V}_{fn}] = \underline{V}_p . \qquad (3)$$

Admitanţa $\underline{Y}_p$ poate fi una din admitanţele proprii $\underline{Y}_a$, $\underline{Y}_b$, $\underline{Y}_c$, iar curentul $\underline{I}_p$ poate fi unul din curenţii $\underline{I}_a$, $\underline{I}_b$, $\underline{I}_c$.

* Dr. ing. *E. Potolea* este conferenţiar la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

Matricele $[\underline{I}_{fn}]$ și $[\underline{V}_{fn}]$ din sistemul *a*, *b*, *c* se exprimă în funcție de matricele $[\underline{I}_{pn}]$, $[\underline{V}_n]$ din sistemul *d*, *i*, *h*, folosind relațiile :

$$[\underline{I}_{fn}] = \frac{1}{3}[\underline{C}_s]\,[\underline{I}_{fn}]$$

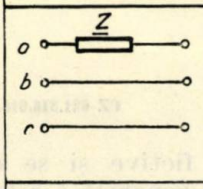
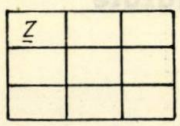
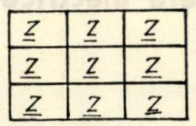
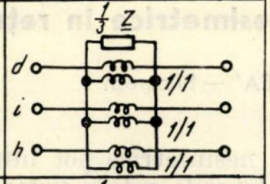
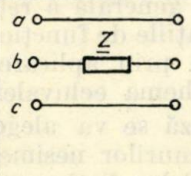
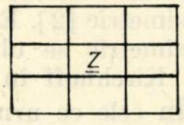
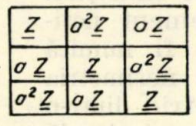
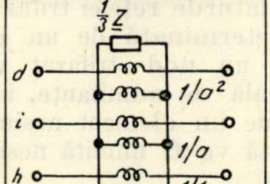
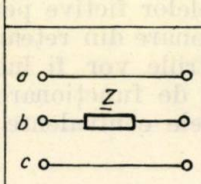
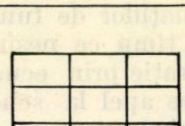
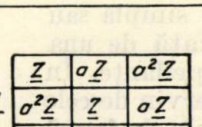
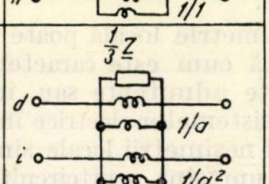
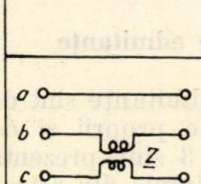
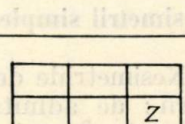
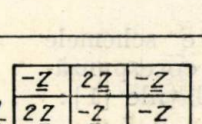
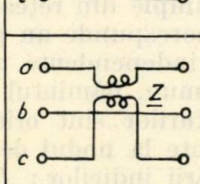
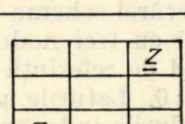
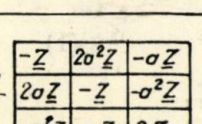
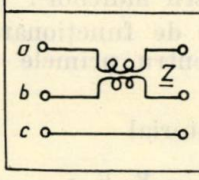
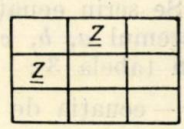
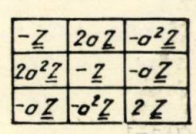
$$[\underline{V}_{fn}] = [\underline{C}_s]_t^*\,[\underline{V}_n]. \qquad (4)$$

Matricea $[\underline{A}_s]$ din (6) este matricea de incidență operatorică a nesimetriilor simple de admitanțe proprii. Efectuînd produsele din (6) pentru cele trei tipuri de nesimetrii simple se obțin matricele elementare α_a, α_b, α_c din tabela 3.

Folosind matricea operatorică α se poate scrie direct matricea de incidență operatorică a

Tabelul 1

Schemele și matricele elementelor nesimetrice longitudinale

Schema a,b,c	$[\underline{Z}_f]$	$[\underline{Z}_s]$	Schema d,i,h
			
			
			
			
			
			

Din (3) și (4) rezultă :

$$[\underline{A}_s]\,\underline{I}_{dp} = [\underline{I}_{pn}]$$

$$[\underline{A}_s]_t^*\,[\underline{V}_n] = \underline{V}_p, \qquad (5)$$

cu notațiile :

$$\underline{I}_{dp} = \frac{1}{3}\,\underline{I}_p$$

$$[\underline{A}_s] = [\underline{C}_s]\,[A_p]. \qquad (6)$$

nesimetriilor simple de admitanțe proprii dintr-o rețea complexă cu *n* noduri independente. Aceste nesimetrii se studiază cu ajutorul relațiilor generale :

— ecuațiile de material

$$[\underline{I}_p] = [\underline{Y}_p]\,[\underline{V}_p] = 3\,[\underline{I}_{dp}]; \qquad (7)$$

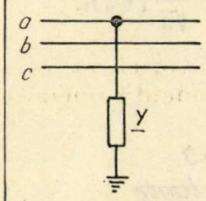
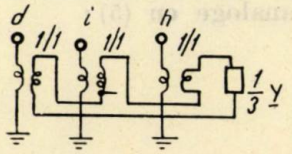
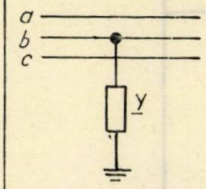
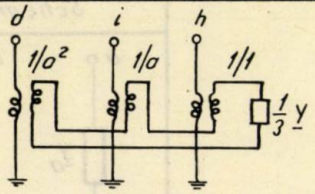
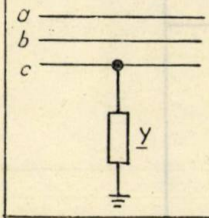
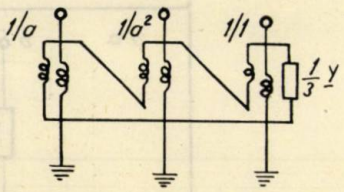
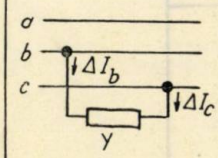
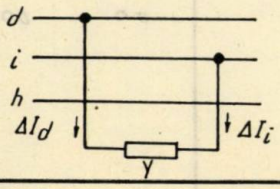
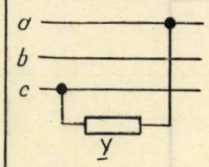
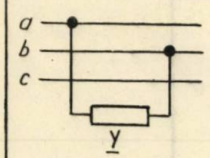
— ecuațiile topologice

$$[\underline{A}_s]\,[\underline{I}_{dp}] = [\underline{I}_{pn}]$$

$$[\underline{A}_s]_t\,[\underline{V}_n] = [\underline{V}_p], \qquad (8)$$

Tabela 2

Schemele și matricele elementelor nesimetrice transversale

Schema a,b,c	$[\underline{Y}_f]$	$[\underline{Y}_s]$	Schema d, i, h
	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & & \\ & & \\ & & \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & \underline{Y} & \underline{Y} \\ \underline{Y} & \underline{Y} & \underline{Y} \\ \underline{Y} & \underline{Y} & \underline{Y} \end{bmatrix}$	
	$\begin{bmatrix} & & \\ & \underline{Y} & \\ & & \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & \sigma^2\underline{Y} & \sigma\underline{Y} \\ \sigma\underline{Y} & \underline{Y} & \sigma^2\underline{Y} \\ \sigma^2\underline{Y} & \sigma\underline{Y} & \underline{Y} \end{bmatrix}$	
	$\begin{bmatrix} & & \\ & & \\ & & \underline{Y} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & \sigma\underline{Y} & \sigma^2\underline{Y} \\ \sigma^2\underline{Y} & \underline{Y} & \sigma\underline{Y} \\ \sigma\underline{Y} & \sigma^2\underline{Y} & \underline{Y} \end{bmatrix}$	
	$\begin{bmatrix} & & \\ & \underline{Y} & -\underline{Y} \\ & -\underline{Y} & \underline{Y} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & -\underline{Y} & \\ -\underline{Y} & \underline{Y} & \\ & & \end{bmatrix}$	
	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & & \underline{Y} \\ & & \\ \underline{Y} & & \underline{Y} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & -\frac{a^2}{3}\underline{Y} & \\ -\frac{a}{3}\underline{Y} & \underline{Y} & \\ & & \end{bmatrix}$	
	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & -\underline{Y} & \\ -\underline{Y} & \underline{Y} & \\ & & \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \underline{Y} & -\frac{a}{3}\underline{Y} & \\ -\frac{a^2}{3}\underline{Y} & \underline{Y} & \\ & & \end{bmatrix}$	

din care rezultă :

$$[\underline{I}_{pn}] = [\underline{Y}_{pn}]\,[\underline{V}_n] \tag{9}$$

$$[\underline{Y}_{pn}] = [\underline{A}_s]\frac{1}{3}\,[\underline{Y}_p]\,[\underline{A}_s]_t^*.$$

Se consideră nesimetriile simple de admitanțe mutuale și se notează cu $[B_m]$ matricea de incidență a ultimelor trei scheme din tabela 3. Ecuațiile de funcționare ale unei nesimetrii sînt :

— ecuațiile de material

$$\underline{I}_m = \underline{Y}_m\,\underline{V}_m; \tag{10}$$

— ecuațiile topologice

$$[B_m]\;\underline{I}_m = [\underline{I}_{fn}]$$
$$[B_m]_t\;[\underline{V}_{fn}] = \underline{V}_m. \tag{11}$$

Admitanța $\underline{Y}_m$ poate fi una din admitanțele mutuale $\underline{Y}_{bc}$, $\underline{Y}_{ca}$, $\underline{Y}_{ab}$, iar curentul $\underline{I}_m$ poate fi unul din curenții $\underline{I}_{bc}$, $\underline{I}_{ca}$, I_{ab} din tabela 3.

Matricele $[\underline{I}_{fn}]$ și $[\underline{V}_{fn}]$ se exprimă cu relații analoge cu (4), astfel că din (11) rezultă relații analoge cu (5):

$$[\underline{B}_s]\,\underline{I}_{dm} = [\underline{I}_{mn}] \qquad (12)$$

$$[B_s]_t^*\,[\underline{V}_n] = \frac{j}{\sqrt{3}}[\underline{V}_n],$$

Tabela 3

Matricele operatorice ale nesimetriilor simple de admitanțe

Schema a,b,c	[A]	$[\underline{A}_S]$
a o b o c o, $\underline{Y}_a$	L_{ao}: a 1; b; c	d 1; i 1; h 1 $= [\alpha_a]$
a o b o c o, $\underline{Y}_b$	L_{bo}: a; b 1; c	d a; i a^2; h 1 $= [\alpha_b]$
a o b o c o, $\underline{Y}_c$	L_{co}: a; b; c 1	d a^2; i a; h 1 $= [\alpha_c]$
b, $\underline{Y}_{bc}$, c, a o	L_{bc}: a; b 1; c -1	d 1; i -1; h $= [\beta_{bc}]$
b o, $\underline{Y}_{ca}$, a o c	L_{ca}: a -1; b; c 1	d a; i $-a^2$; h $= [\beta_{ca}]$
b, $\underline{Y}_{ab}$, a, o c	L_{ab}: a 1; b -1; c	d a^2; i $-a$; h $= [\beta_{ab}]$

cu notațiile :

$$\underline{I}_{dm} = \frac{j}{\sqrt{3}}\,\underline{I}_m\,;$$

$$[\underline{B}_s] = -\frac{j}{\sqrt{3}}\,[\underline{C}_s]\,[\underline{B}_m]. \qquad (13)$$

Matricea $[\underline{B}_s]$ din (13) este matricea de incidență operatorică a nesimetriilor simple de admitanțe mutuale. Efectuînd produsele matriciale din (13) pentru cele trei tipuri de nesimetrii simple din tabela 3 se obțin matricele elementare β_{bc}, β_{ca}, β_{ab}.

Folosind matricea operatorică β se poate scrie direct matricea de incidență operatorică a nesimetriilor simple de admitanțe mutuale dintr-o rețea complexă cu n noduri independente. Aceste nesimetrii se studiază cu ajutorul relațiilor generale :

— ecuațiile de material.

$$[\underline{I}_m] = [\underline{Y}_m]\,[\underline{V}_m] = -\,j\sqrt{3}\,[I_{dm}]; \qquad (14)$$

— ecuațiile topologice

$$[\underline{B}_s]\,[\underline{I}_{dm}] = [\underline{I}_{mn}]$$

$$[\underline{B}_s]^*_t\,[\underline{V}_n] = \frac{j}{\sqrt{3}}\,[\underline{V}_m], \qquad (15)$$

din care rezultă :

$$[\underline{I}_{mn}] = [\underline{Y}_{mn}]\,[\underline{V}_n]$$

$$[\underline{Y}_{mn}] = [\underline{B}_s]\,[\underline{Y}_m]\,[\underline{B}_s]^*_t. \qquad (16)$$

Nesimetriile simple de admitanțe proprii și de admitanțe mutuale pot fi studiate împreună cu relațiile :

— ecuațiile de material

$$[\underline{I}_{dq}] = [\underline{Y}_q]\,[\underline{V}_q]; \qquad (17)$$

— ecuațiile topologice

$$[\underline{A}_q]\,[\underline{I}_{dq}] = [\underline{I}_{qn}]$$

$$[\underline{A}_q]^*_t\,[\underline{V}_n] = [\underline{V}_q], \qquad (18)$$

din care rezultă :

$$[\underline{I}_{qn}] = [\underline{Y}_{qn}]\,[\underline{V}_n]$$

$$[\underline{Y}_{qn}] = [\underline{A}_q]\,[\underline{Y}_q]\,[\underline{A}_q]^*_t \qquad (19)$$

cu notațiile :

$$[\underline{I}_{dq}] = \left|\begin{array}{c}[\underline{I}_{dp}]\\ \hline [\underline{I}_{dm}]\end{array}\right|; \quad [\underline{V}_q] = \left|\begin{array}{c}[\underline{V}_p]\\ \hline \frac{j}{\sqrt{3}}\,[\underline{V}_m]\end{array}\right|;$$

$$[\underline{A}_q] = \left|\begin{array}{c|c}[\underline{A}_s] & [\underline{B}_s]\end{array}\right|; \quad [\underline{Y}_q] = \left|\begin{array}{c}\frac{1}{3}\,[\underline{Y}_p]\\ \hline [\underline{Y}_m]\end{array}\right|,$$

Matricea $[\underline{I}_{qn}]$ este suma matricelor $[\underline{I}_{pn}]$ și $[\underline{I}_{mn}]$ din (9) și (6). Curenții $[\underline{I}_{qn}]$ sînt curenții rezultanți, injectați la nodurile elementelor nesimetrice sau ejectați la nodurile rețelei simetrice.

În figura 1 este prezentată schema unei rețele în care intervin nesimetrii simple de admitanțe proprii și mutuale. Urmărind schema se scriu direct matricele $[\underline{A}_q]$ și $[\underline{Y}_q]$:

$$[\underline{A}_q] = \begin{array}{c|c|c|c} & L_p & & L_{qr}\\ \hline & b-0 & a-b & c\\ \hline p & \beta_b & \beta_{ab} & \\ \hline q & & & \alpha_c\\ \hline r & & & -\alpha_c\\ \hline \end{array};$$

$$[\underline{Y}_q] = \left|\begin{array}{c|c|c} \frac{1}{3}\,\underline{Y}_p & & \\ \hline & \underline{Y}_m & \\ \hline & & \frac{1}{3}\,\underline{Y}_{qr}\end{array}\right|.$$

În figura 1 s-a luat în considerație o nesimetrie de forma întreruperii a două faze pe linia L_{qr}. Nesimetria dublă de impedanțe proprii se studiază pe calea cea mai simplă ca o nesimetrie simplă de admitanțe. Matricea de incidență a nesimetriei se scrie cu ajutorul operatorului α, iar în matricea $[\underline{Y}_q]$ se introduce admitanța $\frac{1}{3}\,\underline{Y}_{qr}$, în care $\underline{Z}_{qr}$ este impedanța proprie a fazei sănătoase.

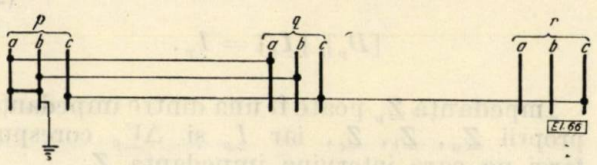


Fig. 1. Rețeaua cu nesimetrii simple de admitanțe.

Nesimetrii simple de impedanțe

Nesimetriile de impedanțe sînt provocate, fie de impedanțe proprii nesimetrice, fie de impedanțe mutuale nesimetrice. În tabela 4 sînt prezentate schemele acestor nesimetrii simple din rețeaua trifazată. Fiecare schemă reprezintă o latură trifazată pentru care se pot scrie ecuații de funcționare în sistemul a, b, c și în sistemul d, i, h.

Se consideră nesimetriile simple de impedanțe proprii și se scriu ecuațiile de funcționare în sistemul de coordonate *a*, *b*, *c*:

— ecuația de material

$$\underline{Z}_p \underline{I}_p = \Delta \underline{V}_p ; \qquad (20)$$

Tabelo 4

Matricele operatorice ale nesimetriilor simple de impedanțe proprii

Schema a,b,c	$[D_p]$	$[\underline{D}_s]$
$\underline{Z}_a$	$\begin{matrix} a & 1 \\ b & \\ c & \end{matrix}$	$\begin{matrix} d & 1 \\ i & 1 \\ h & 1 \end{matrix} = [\gamma_a]$
$\underline{Z}_b$	$\begin{matrix} a & \\ b & 1 \\ c & \end{matrix}$	$\begin{matrix} d & a \\ i & a^2 \\ h & 1 \end{matrix} = [\gamma_b]$
$\underline{Z}_c$	$\begin{matrix} a & \\ b & \\ c & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} d & a^2 \\ i & a \\ h & 1 \end{matrix} = [\gamma_c]$

— ecuațiile de corespondență

$$[D_p] \Delta \underline{V}_p = [\Delta \underline{V}_f]$$

$$[D_p]_t [\underline{I}_f] = \underline{I}_p . \qquad (21)$$

Impedanța $\underline{Z}_p$ poate fi una dintre impedanțele proprii $\underline{Z}_a$, $\underline{Z}_b$, $\underline{Z}_c$, iar $\underline{I}_p$ și $\Delta \underline{V}_p$ corespund fazei pe care intervine impedanța $\underline{Z}_p$.

Matricea de corespondență $[D_p]$ poate avea una dintre cele trei forme din tabela 4. Alegînd una dintre cele trei forme se precizează faza pe care apare nesimetria de impedanțe proprii. Se constată că matricea de corespondență $[D_p]$ a nesimetriilor de impedanțe proprii are aceleași forme ca și matricea de incidență $[A_p]$ a nesimetriilor de admitanțe proprii.

Matricele $[\Delta \underline{V}_f]$ și $[\underline{I}_f]$ din sistemul *a*, *b*, *c* se exprimă cu relații analoge cu (4), astfel că din (21) rezultă:

$$[D_s] \Delta \underline{V}_d = [\Delta \underline{V}_s]$$

$$[D_s]_t^* [\underline{I}_s] = \underline{I}_p \qquad (22)$$

cu notațiile:

$$\Delta \underline{V}_d = \frac{1}{3} \Delta \underline{V}_p$$

$$[D_s] = [\underline{C}_s] [D_p]. \qquad (23)$$

Matricea $[\underline{D}_s]$ este matricea operatorică a nesimetriilor simple de impedanțe proprii. Efectuînd produsele matriciale din (23) pentru cele trei tipuri de nesimetrii simple se obțin matricele elementare γ din tabela 4, care sînt identice cu matricele elementare α din tabela 3 (1, 2, 3).

Între relațiile (20) și (22) se elimină $\underline{I}_p$ și $\Delta \underline{V}_p = 3 \Delta \underline{V}_d$ și se obțin relațiile:

$$[\underline{Z}_s] [\underline{I}_s] = [\Delta \underline{V}_s]$$

$$[\underline{Z}_s] = [\underline{D}_s] \frac{1}{3} [\underline{Z}_p] [\underline{D}_s]_t^* . \qquad (24)$$

Este ușor de verificat că matricele $[\underline{Z}_s]$ din (24) corespund cu matricele $[\underline{Z}_s]$ din (1), calculate pentru nesimetrii simple de impedanțe proprii. Avantajul relațiilor (24) față de relațiile (1) constă în faptul că matricea $[\underline{Z}_f]$ este înlocuită cu o simplă impedanță $\underline{Z}_p$, iar matricele pătrate $[\underline{C}_s]$ și $[\underline{C}_s]_t^*$ sînt înlocuite cu matricele mai simple $[\underline{D}_s]$ și $[\underline{D}_s]_t^*$. Această împrejurare prezintă importanță la calculul matricelor inverse, așa cum se va vedea în articolul următor.

Ecuațiile (20) se scriu pentru toate nesimetriile de impedanțe proprii, care intervin în laturile unei rețele complexe. Nesimetriile se numerotează de la 1 la L, iar ecuațiile de material se concentrează în ecuația:

$$[\underline{Z}_p] [\underline{I}_p] = [\Delta \underline{V}_p] = 3 [\Delta \underline{V}_d]. \qquad (25)$$

Nesimetriile de impedanțe se introduc numai în unele laturi ale rețelei studiate. Pentru a stabili corespondența dintre elementele nesimetrice și laturile rețelei se folosește o matrice de corespondență $[D]$. Coloanele matricei $[D]$ se aranjează în ordinea nesimetriilor, iar rîndurile, în ordinea laturilor, adică în ordinea coloanelor din matricea de incidență $[A]$.

Căsuțele de ordinul trei ale matricei $[D]$ se completează cu 1^3 sau 0^3, după cum nesimetria de pe coloană intervine sau nu în latura de pe rînd [14].

Folosind matricea de corespondență $[D]$ se scriu relațiile de corespondență pentru componentele simetrice ale curenților și tensiunilor din laturile rețelei și din elementele nesimetrice:

$$[\Delta \underline{V}] = [D] [\Delta \underline{V}_f]$$

$$[\underline{I}_f] = [D]_t^* [\underline{I}]. \qquad (26)$$

Toate matricele din (26) sînt constituite din submatrice de ordinul trei din metoda componentelor simetrice. Matricele $[\Delta\underline{V}]$ și $[\underline{I}]$ corespund laturilor rețelei simetrice, iar $[\Delta\underline{V}_l]$ și $[\underline{I}_l]$ corespund elementelor nesimetrice, care se introduc în unele laturi.

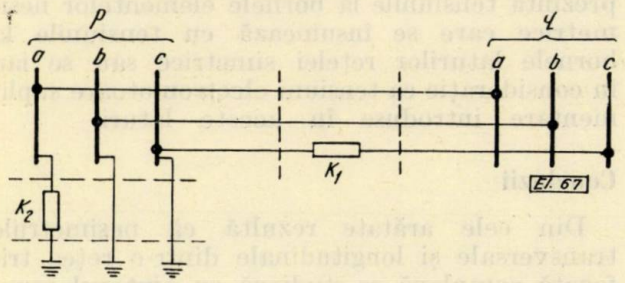


Fig. 2. Rețeaua cu nesimetrii simple de impedanțe.

Submatricele $[\Delta\underline{V}_s]$ din $[\Delta\underline{V}_l]$ și submatricele $[\underline{I}_s]$ din $[\underline{I}]$ satisfac relațiile (22), astfel că se poate scrie :

$$[\Delta\underline{V}] = [\underline{D}_s]\ [\Delta\underline{V}_d]$$
$$[\underline{I}_p] = [D_s]_t^*\ [\underline{I}]. \tag{27}$$

Matricea $[\underline{D}_s]$ este matricea de corespondență operatorică a nesimetriilor simple de impedanțe proprii. Ea se obține din matricea $[D]$ înlocuind submatricele 1^3 cu operatorii γ, în timp ce submatricele 0^3 devin coloane cu trei rînduri. Matricea $[\underline{D}_s]$ poate fi scrisă direct, examinînd rețeaua și forma nesimetriilor.

Între relațiile (25) și (27) se elimină $[\underline{I}_p]$, $[\Delta\underline{V}_p]$ și se obține :

$$[\underline{Z}_L]\ [\underline{I}] = [\Delta\underline{V}]$$
$$[\underline{Z}_L] = [\underline{D}_s]\frac{1}{3}[\underline{Z}_p]\ [D_s]_t^*. \tag{28}$$

În figura 2 este prezentată schema unei rețele în care s-au introdus nesimetrii simple de impedanțe proprii. Urmărind schema se scriu direct matricele $[\underline{D}_s]$ și $[\underline{Z}_p]$:

$$[\underline{D}_s] = \frac{L_{pq}}{L_{pc}}\begin{vmatrix} k_1 & k_2 \\ \hline \gamma_c & \\ \hline & \gamma_a \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \alpha_c & \\ \hline & \alpha_a \end{vmatrix};$$

$$[\underline{Z}_p] = \frac{1}{3}\begin{vmatrix} \underline{Z}_{p1} & \\ \hline & \underline{Z}_{p2} \end{vmatrix}.$$

Nesimetriile simple de admitanțe mutuale afectează cîte două faze și de aceea studiul lor este mai complicat. Aceste nesimetrii vor fi luate în considerație ca nesimetrii multiple.

Nesimetrii locale multiple

Dacă numărul admitanțelor sau impedanțelor dintr-o nesimetrie locală este mai mare de trei, atunci descompunerea în nesimetrii simple nu mai prezintă avantaje. În aceste cazuri, precum și atunci cînd intervin nesimetrii de impedanțe mutuale, este recomandabil să se aplice metoda nesimetriilor multiple.

Pentru nesimetriile de admitanțe se folosește o matrice de incidență, iar pentru nesimetriile de impedanțe se folosește o matrice de corespondență. Aceste matrice sînt constituite din submatrice de ordinul trei, în care intervin submatricele $\pm 1^3$ sau 0^3.

Pentru nesimetriile de admitanțe se scriu ecuațiile :

— ecuațiile de material

$$[\Delta\underline{I}_k] = [\underline{Y}_k]\ [\underline{V}_k]; \tag{29}$$

— ecuațiile topologice

$$[A_k]\ [\Delta\underline{I}_k] = [\Delta\underline{I}_{kn}]$$
$$[A_k]_t\ [\underline{V}_n] = [\underline{V}_k], \tag{30}$$

din care rezultă :

$$[\Delta\underline{I}_{kn}] = [\underline{Y}_{kn}]\ [\underline{V}_n]$$
$$[\underline{Y}_{kn}] = [A_k]\ [\underline{Y}_k\ [A_k]_t. \tag{31}$$

Pentru nesimetriile de impedanțe se scriu ecuațiile :

— ecuațiile de material

$$[\underline{Z}_k]\ [\underline{I}_k] = [\Delta\underline{V}_k]; \tag{32}$$

— ecuațiile de corespondență

$$[\Delta\underline{V}] = [D_k]\ [\Delta\underline{V}_k]$$
$$[\underline{I}_k] = [D_k]_t\ [\underline{I}], \tag{33}$$

din care rezultă :

$$[\underline{Z}_L]\ [\underline{I}] = [\Delta\underline{V}]$$
$$[\underline{Z}_L] = [D_k]\ [\underline{Z}_k]\ [D_k]_t. \tag{34}$$

Ecuațiile nesimetriilor simple și multiple se pot concentra în ecuații unice.

Pentru nesimetriile simple și multiple de admitanțe se scriu ecuațiile generale :

— ecuațiile de material

$$[\Delta\underline{I}_r] = [\underline{Y}_r]\ [\underline{V}_r]; \tag{35}$$

— ecuațiile topologice

$$[\underline{A}_r]\,[\Delta\underline{I}_r] = [\Delta\underline{I}]$$
$$[\underline{A}_r]^*_t\,[\underline{V}_n] = [\underline{V}_r], \tag{36}$$

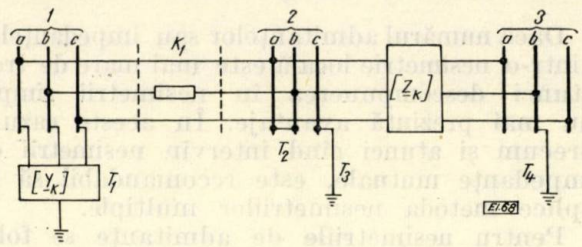


Fig. 3. Rețeaua cu nesimetrii simple și multiple.

din care rezultă :

$$[\Delta\underline{I}] = [\underline{Y}_{rn}]\,[\underline{V}_n]$$
$$[\underline{Y}_{rn}] = [\underline{A}_r]\,[\underline{Y}_r]\,[\underline{A}_r]^*_t. \tag{37}$$

Pentru nesimetriile simple și multiple de impedanțe se scriu ecuațiile generale :

— ecuațiile de material

$$[\Delta\underline{V}_r] = [\underline{Z}_r]\,[\underline{I}_r]; \tag{38}$$

— ecuațiile de corespondență

$$[\Delta\underline{V}] = [\underline{D}_r]\,[\Delta\underline{V}_r]$$
$$[\underline{I}_r] = [\underline{D}_r]^*_t\,[\underline{I}], \tag{39}$$

din care rezultă :

$$[\Delta\underline{V}] = [\underline{Z}_r]\,[\underline{I}]$$
$$[\underline{Z}_r] = [\underline{D}_r]\,[\underline{Z}_r]\,[\underline{D}_r]^*_t. \tag{40}$$

Matricele $[\underline{A}_r]$ și $[\underline{D}_r]$ la fel ca și matricele $[\underline{Y}_r]$ și $[\underline{Z}_r]$ pot fi scrisè direct luînd în considerare toate nesimetriile care intervin în rețeaua studiată. În figura 3 este prezentată schema unei rețele în care s-au introdus nesimetrii de toate categoriile. Nesimetriile de admitanțe și de impedanțe se numerotează independent și se scriu matricele :

$$[\underline{A}_r] = \begin{array}{c|cccc} & T_1 & T_2 & T_3 & T_4 \\ \hline 1 & 1^3 & & & \\ 2 & & \alpha_{ab} & \alpha_c & \\ 3 & & & & \alpha_b \end{array};$$

$$[\underline{D}_r] = \begin{array}{c|cc} & K_1 & K_2 \\ \hline L_{12} & \alpha_b & \\ L_{23} & & 1^3 \\ L_{10} & & \end{array}.$$

Ținînd seamă de ordinea rîndurilor și coloanelor din matricele $[\underline{A}_r]$ și $[\underline{D}_r]$ se scriu cu ușurință matricele $[\underline{Y}_r]$, $[\underline{Z}_r]$, precum și celelalte matrice din (35) și (36).

Curenții $\Delta\underline{I}$ din matricea $[\Delta\underline{I}]$ sînt curenți injectați la nodurile elementelor nesimetrice sau curenți ejectați la nodurile rețelei simetrice. Tensiunile $\Delta\underline{V}$ din matricea $[\Delta\underline{V}]$ reprezintă tensiunile la bornele elementelor nesimetrice care se însumează cu tensiunile la bornele laturilor rețelei simetrice sau se iau în considerație ca tensiuni electromotoare suplimentare introduse în aceste laturi.

Concluzii

Din cele arătate rezultă că nesimetriile transversale și longitudinale dintr-o rețea trifazată complexă se studiază cu ajutorul ecuațiilor :

$$[\Delta\underline{I}] = [\underline{Y}_{rn}]\,[\underline{V}_n]$$
$$[\Delta\underline{V}] = [\underline{Z}_r]\,[\underline{I}], \tag{41}$$

în care :

$$[\underline{Y}_{rn}] = [\underline{A}_r]\,[\underline{Y}_r]\,[\underline{A}_r]^*_t$$
$$[\underline{Z}_r] = [\underline{D}_r]\,[\underline{Z}_r]\,[\underline{D}_r]^*_t. \tag{42}$$

Matricele $[\underline{A}_r]$ și $[\underline{D}_r]$ se scriu cu ușurință pentru diferite forme ale nesimetriilor, folosind matricele operatorice din tabelele 3 și 4. Matricele $[\underline{Y}_r]$ și $[\underline{Z}_r]$ sînt diagonale în cazul nesimetriilor simple, dar conțin submatrice de ordinul trei, așezate pe diagonală, în cazul nesimetriilor locale multiple.

Scrierea matricelor $[\underline{Y}_{rn}]$ și $[\underline{Z}_{rn}]$ sub forma (42) este utilă la calculul regimurilor nesimetrice, așa cum se va arăta în articolul următor. În acest calcul este important ca matricele $[\underline{Y}_r]$ și $[\underline{Z}_r]$ să aibă ordinele cît mai reduse. În metoda expusă, ordinele matricelor $[\underline{Y}_r]$ și $[\underline{Z}_r]$ cresc cu cîte o unitate pentru fiecare nesimetrie simplă de admitanțe sau de impedanțe. Ordinele acestor matrice cresc de trei ori dacă se folosesc metodele clasice de calcul, în care intervin submatrice de ordinul trei pentru fiecare nesimetrie simplă din tabelele 1 și 2.

Bibliografie

[1] *Potolea, E.* Ecuațiile rețelelor electrice trifazate, în regim nesimetric. În : Electrotehnica, nr. 11, 1965.
[2] *Cernin, A. B.* Niepolnofaznîie regimî. G.E.I., 1963.
[3] *Berge, C.* Théorie des graphes et ses explications. Paris Dunod, 1958.
[4] Le *Corbeiller, P.* Analyse matricielle des réseaux électriques. Paris, Dunod, 1954.
[5] *Bercovici, M.* Calculul matricial al rețelelor electrice. În : Bul. I.P.B. 23, 1961, p. 123—147.
[6] *Potolea, E.* Ecuațiile matriciale ale rețelelor electrice trifazate. În : Energetica, nr. 7, 1965.
[7] *Potolea, E.* Ecuațiile matriciale ale rețelelor electrice. În : Electrotehnica, nr. 11, 1964.

Intrat în redacție la 15. II. 1966.

Efectul tipului înfășurării de amortizare asupra constantelor mașinii sincrone cu poli aparenți

ANDREI NICOLAIDE — Brașov și OVIDIU DRĂGĂNESCU* — Craiova

CZ 621.313.322.045.7 :538.54

Cunoașterea constantelor mașinilor sincrone cu poli aparenți este necesară pentru aprecierea comportării acestora în diferite regimuri de funcționare : pornirea motoarelor sincrone, oscilații ale generatoarelor sincrone, scurtcircuite etc. De aceea de multă vreme au apărut numeroase studii asupra constantelor mașinii sincrone, dintre care fac parte cele efectuate de Kilgore [1], Linville [2], Richter [3], Mauduit [4]. Tendința care există în prezent de a se utiliza mașini sincrone de putere tot mai mare în rețele de mare lungime, unde comportarea mașinii este deosebit de importantă pentru stabilitatea sistemului energetic, a făcut din nou actuală problema cunoașterii cît mai exacte a constantelor mașinii. Ca urmare au apărut o serie de lucrări permițînd determinarea constantelor mașinii cu o mare exactitate, prin luarea în considerare a unor fenomene neglijate anterior. Dintre aceste studii fac parte cele efectuate de : Poliak [5], Talaat [6], Talalov [7], Nicolaide [8], Kleinrath [9], Danilevici [10].

În lucrările [11], [12], Nicolaide a arătat efectul sistemului natural de amortizare (constituit din piese masive ale rotorului : buloane, piese de strîngere, jug masiv etc.) asupra sistemului artificial de amortizare (colivie), problemă care nu fusese anterior examinată. După cum s-a stabilit în lucrările [11] și [12] acest efect poate fi foarte important în unele cazuri în axa longitudinală. Deoarece constantele sistemului natural de amortizare nu pot fi determinate suficient de exact prin calcul este necesar un studiu experimental. În lucrarea de față se expune un astfel de studiu asupra constantelor și caracteristicilor de funcționare în asincron a mașinilor sincrone cu poli aparenți pentru diferite tipuri de colivie.

S-au determinat experimental reactanțele supratranzitorii pentru diferite valori ale curentului din stator. De asemenea s-a pus mașina să funcționeze ca motor asincron și s-a determinat cuplul și curentul în funcție de alunecare. Aceste încercări s-au efectuat pentru diferite variante ale coliviei de amortizare.

Din datele obținute se pot observa efectele sistemului natural de amortizare și al numărului de bare asupra constantelor și caracteristicilor de funcționare în asincron.

Anumite cercetări experimentale asupra caracteristicilor de funcționare în asincron au fost efectuate în lucrările [11], [13], [15], dar nu s-a examinat efectul sistemului natural de amortizare și influența numărului de bare asupra performanțelor mașinii la funcționarea în asincron.

1. Metoda de studiu

S-a studiat mașina asincronă tip MSA care are următoarele date nominale : $P_N = 630$ kW ; $U_N = 6\,000$ V (între faze) ; $f = 50$ Hz ; $n = 1\,000$ rot/min ; conexiune Y ; randament $\eta = 0{,}945$; tensiune de excitație $U_f = 30$ V ; curent de excitație $I_f = 223$ A.

Toate mărimile : reactanțe, cupluri, curenți sînt exprimate în continuare în unități relative notate cu *u.r.*

S-au determinat experimental reactanțele supratranzitorii X'_d, X''_d, curbele cuplului și curentului $M = f_M(s)$; $I = f_I(s)$. Încercările au fost executate pentru înfășurări de amortizare cu inele de conexiune cu numărul de bare pe pol $n_c = 5$; 7 ; 9.

Polii au fost în toate cazurile aceiași, executați din tole de fier nealiat, de 2 mm grosime, prevăzuți cu nouă crestături egal distanțate între ele (fig. 1).

Diferitele variante de colivie au fost realizate prin introducerea în crestături a unui număr de bare ($n_c = 5$, 7, 9), începînd de la mijloc.

Crestăturile care nu au fost utilizate au rămas goale.

Barele au fost dispuse simetric față de axa polului. Deoarece barele coliviei au fost identice și crestăturile identice, reactanța de scăpări în crestătură are aceeași valoare pentru fiecare bară ; de asemenea, rezistența fiecărei bare are aceeași valoare.

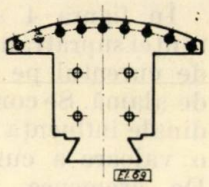


Fig. 1. Secțiune prin polul mașinii sincrone asupra căreia s-au efectuat încercările.

Aceleași determinări au fost efectuate pentru cazul cînd nu există înfășurare de amortizare pe pol, ceea ce a permis să se urmărească efectul sistemului natural de amortizare.

* Dr. ing. *A. Nicolaide* este conferențiar la Institutul politehnic Brașov, iar ing. *O. Drăgănescu* este inginer principal la Uzinele Electroputere Craiova.

2. Reactanțele supratranzitorii

Determinarea reactanțelor supratranzitorii s-a făcut pentru fiecare axă separat, prin metoda statică [11]. În figura 2 sînt date curbele reactanței supratranzitorii longitudinale X''_{d0} în funcție de curentul pe fază din stator, pentru

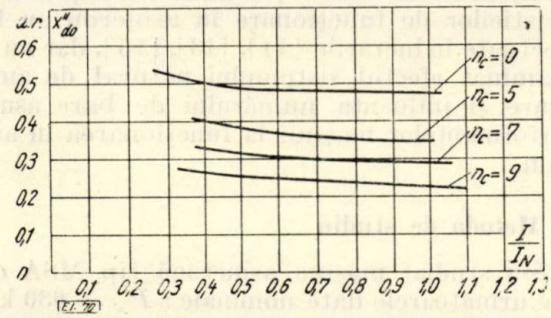


Fig. 2. Dependența reactanței supratranzitorii longitudinale X''_{d0} de curentul din stator pentru diferite numere de bare pe pol; înfășurarea de excitație deschisă. Colivie de alamă.

înfășurarea de excitație deschisă și colivia de alamă. În figura 3 sînt date curbele reactanței supratranzitorii longitudinale X''_d în cazul cînd înfășurarea de excitație este scurtcircuitată,

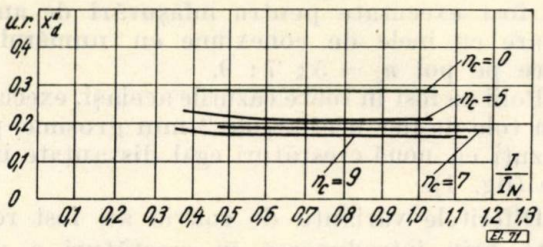


Fig. 3. Dependența reactanței supratranzitorii longitudinale X''_d de curentul din stator pentru diferite numere de bare pe pol; înfășurarea de excitație scurtcircuitată. Colivie de alamă.

restul condițiilor fiind cele de mai sus. Se observă că dependența reactanțelor de curent nu este prea pronunțată, deci efectul saturației este relativ slab pentru o valoare a curentului pînă la cea nominală.

În figura 4 sînt reprezentate curbele reactanței supratranzitorii transversale X''_q în funcție de curentul pe fază din stator, pentru colivie de alamă. Se constată ca și în cazul axei longitudinale influența relativ mică a saturației pentru o valoare a curentului pînă la cea nominală. De asemenea se poate vedea că reactanța supratranzitorie transversală are aceeași valoare atît pentru $n_c = 7$, cît și pentru $n_c = 9$ bare pe pol.

Pentru a se putea aprecia mai ușor influența numărului de bare asupra valorii reactanțelor supratranzitorii, în figura 5 se indică punctele reprezentative ale reactanțelor supratranzitorii pentru diferite numere de bare pe pol. Se poate vedea că în cazul cînd nu există colivie pe rotor ($n_c = 0$), X''_q este mult mai mare decît X''_{d0} și X''_d, ceea ce se datorează sistemului natural de amortizare a cărui reactanță transversală de scăpări este mult mai mare (de peste 10 ori) decît reactanța sa longitudinală de scăpări. Același efect stă la baza explicării descreșterii lui X''_q în măsură mult mai pronunțată decît a lui X''_{d0} sau X''_d, la creșterea numărului de bare pe pol. Pentru un număr de bare pe pol mai mare decît $n_c = 7$, X''_{d0} și X''_d continuă să scadă, dar X''_q rămîne practic constant. De aceea mărirea numărului de bare peste o anumită valoare (aproximativ $n_c = 10$) nu este în general justificată, deoarece nu este necesară pentru a realiza anumite valori ale constantelor, acestea putînd fi obținute printr-o distribuție convenabilă a barelor.

Faptul că dincolo de o anumită valoare a numărului de bare pe pol, X''_{d0} și X''_d cresc o dată cu micșorarea lui n_c, în timp ce X''_q rămîne practic neschimbat, este în concordanță cu

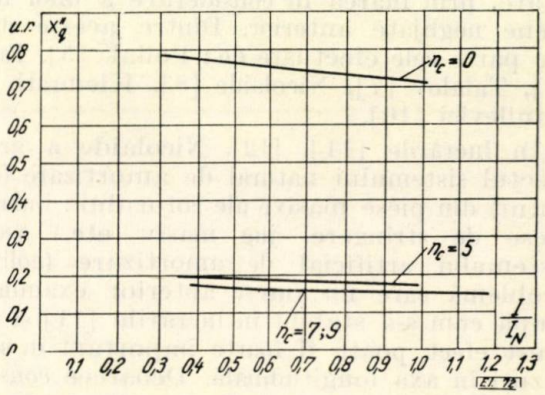


Fig. 4. Dependența reactanței supratranzitorii transversale X''_q de curentul din stator pentru diferite numere de bare pe pol. Colivie de alamă.

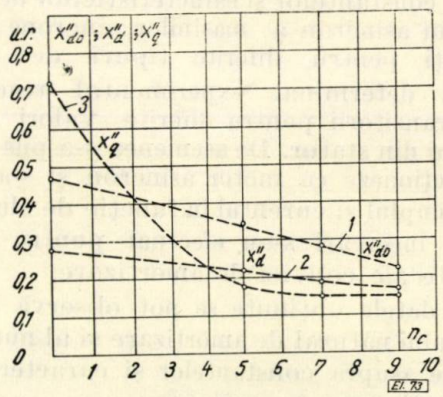


Fig. 5. Reactanțele supratranzitorii pentru diferite numere de bare pe pol. Colivie de alamă.

1 – reactanța supratranzitorie longitudinală, înfășurarea de excitație deschisă, X''_{d0}; *2* – reactanța supratranzitorie longitudinală înfășurarea de excitație închisă, X''_d; *3* – reactanța supratranzitorie transversală, X''_q.

teoria din lucrarea [8]. În adevăr fluxul longitudinal al înfășurării de amortizare este produs în special de spirele constituite de barele de la marginea piesei polare, iar fluxul transversal este produs în special de spirele constituite

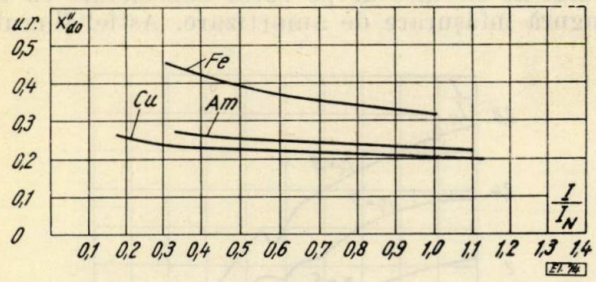


Fig. 6. Reactanța supratranzitorie longitudinală X''_{d0} pentru colivii cu nouă bare pe pol executate respectiv din: alamă, cupru, fier. Înfășurarea de excitație deschisă.

de barele de la mijlocul piesei polare. La tipurile de colivie examinate, distanța dintre două bare consecutive a fost aceeași, iar reducerea numărului de bare pe pol s-a efectuat începînd cu cele de la margine. Urmează că spira longitudinală formată de barele de la marginea

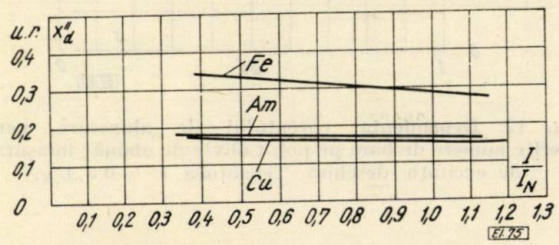


Fig. 7. Reactanța supratranzitorie longitudinală X''_d pentru colivii cu nouă bare pe pol executate respectiv din: alamă, cupru, fier. Înfășurarea de excitație scurtcircuitată.

piesei polare a avut o deschidere tot mai mică o dată cu micșorarea numărului de bare, în timp ce deschiderea spirei transversale formate de barele de la mijlocul pieselor polare vecine a rămas neschimbată și deci mult mai mare.

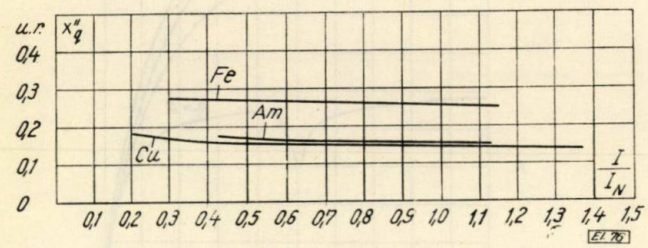


Fig. 8. Reactanța supratranzitorie transversală X''_q pentru colivii cu 9 bare pe pol executate respectiv din: alamă, cupru, fier.

De aceea reducerea numărului de bare în modul indicat, micșorează mult fluxul longitudinal al înfășurării de amortizare, dar nu influențează prea mult fluxul transversal.

Pentru a pune în evidență efectul rezistenței barelor asupra reactanțelor supratranzitorii, în figurile 6, 7 și 8 sînt reprezentate curbele reactanțelor supratranzitorii pentru colivii cu nouă bare pe pol executate respectiv din alamă, cupru, fier. Se constată că diferența dintre valorile reactanțelor supratranzitorii obținute pentru colivii de cupru, respectiv alamă, este destul de mică. În schimb apar diferențe mai mari pentru colivii de oțel, ceea ce se explică ușor nu numai prin rezistența mai mare a coliviei, dar și prin modificarea reactanței de scăpări care are valori mult mai mari datorită permeabilității mari a oțelului din crestătură.

3. Caracteristicile de funcționare în asincron

S-a ridicat curba cuplului și curentului în funcție de alunecare. Măsurarea cuplului s-a făcut cu ajutorul unui dinam frînă.

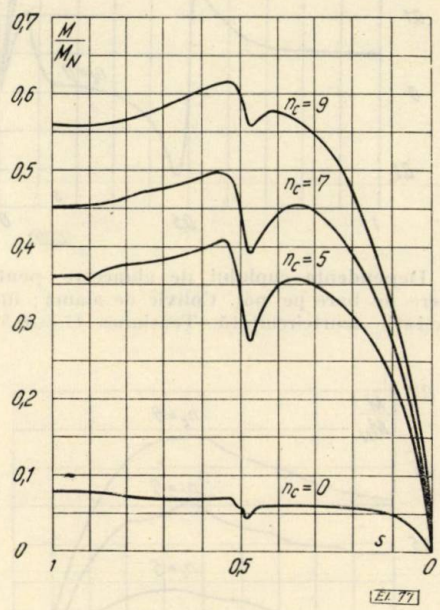


Fig. 9. Dependența cuplului de alunecare pentru diferite numere de bare pe pol. Colivie de alamă; înfășurarea de excitație deschisă. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

În figurile 9, 10 și 11 sînt reprezentate curbele cuplului funcție de alunecare pentru diferite numere de bare pe pol, pentru colivie de alamă, înfășurarea de excitație fiind succesiv deschisă, scurtcircuitată și închisă pe o rezistență egală cu 10 R_i (R_i este rezistența înfășurării de excitație). În figurile 12, 13 și 14 se reprezintă dependența curentului în funcție de alunecare pentru aceleași cazuri.

Din curbele cuplului și curentului, pentru cazul considerat al coliviei de alamă cu $n_c \geqslant 5$, se vede că influența cuplului monoaxial este importantă dacă înfășurarea de excitație este deschisă și practic neglijabilă dacă este închisă pe rezistență sau scurtcircuitată, ceea ce se explică după cum urmează. Curenții induși

în circuitele de pe rotor produc un flux de reacție. Atunci cînd înfășurarea de excitație este deschisă, fluxul de reacție longitudinal este simțitor mai mic decît fluxul de reacție transversal, deoarece $X_{sDq} < X_{sDd}$, după cum se poate arăta ușor pe baza lucrării [8]. Dacă înfășurarea de excitație este închisă pe o rezistență sau scurtcircuitată, atunci sînt apropiate valorile aparente X_{sDq} și X_{sDd} ale ansamblului de circuite de pe rotor considerate ca o singură înfășurare de amortizare. Astfel fluxul

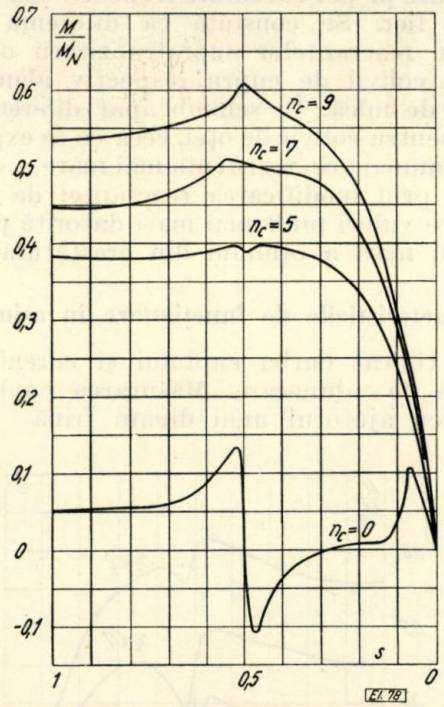


Fig. 10. Dependența cuplului de alunecare pentru diferite numere de bare pe pol. Colivie de alamă; înfășurarea de excitație scurtcircuitată. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

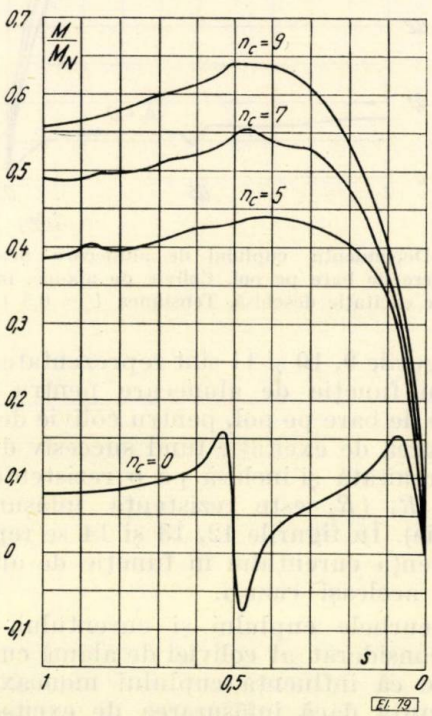


Fig. 11. Dependența cuplului de alunecare pentru diferite numere de bare pe pol. Colivie de alamă; înfășurarea de excitație este închisă pe o rezistență egală cu 10 R_f (R_f este rezistența înfășurării de excitație). Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

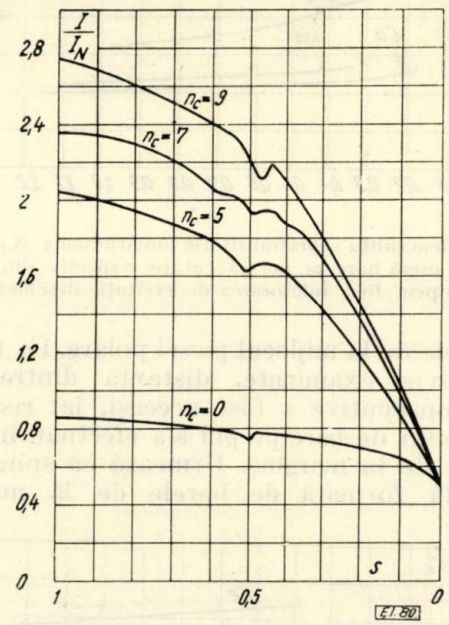


Fig. 12. Dependența curentului de alunecare pentru diferite numere de bare pe pol. Colivie de alamă; înfășurarea de excitație deschisă. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

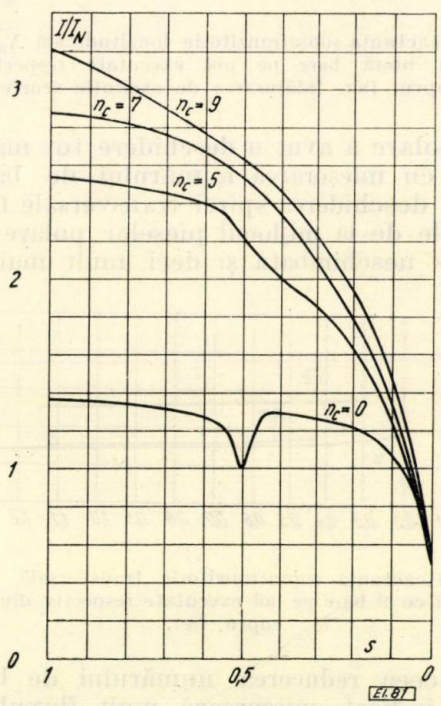


Fig. 13. Dependența curentului de alunecare pentru diferite numere de bare pe pol. Colivie de alamă; înfășurarea de excitație scurtcircuitată. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

de reacție longitudinal este apropiat de fluxul de reacție transversal, iar cuplul monoaxial nu mai poate avea valori mari. În adevăr cuplul monoaxial este produs de cîmpul rotoric invers, iar dacă fluxurile rotorice longitudinal și transversal ar fi egale, atunci prin compunerea lor ar rezulta numai un cîmp învîrtitor rotoric direct, deci nu ar mai apare de loc cuplu monoaxial [14].

Din datele obținute se constată că în cazul cînd rotorul nu este prevăzut cu înfășurare de amortizare, sistemului natural de amortizare produce un cuplu relativ important la unele tipuri constructive. Dacă înfășurarea de excitație este deschisă, cuplul monoaxial este mic și cuplul rezultant nu ia valori negative. Dacă însă înfășurarea de excitație este închisă pe o

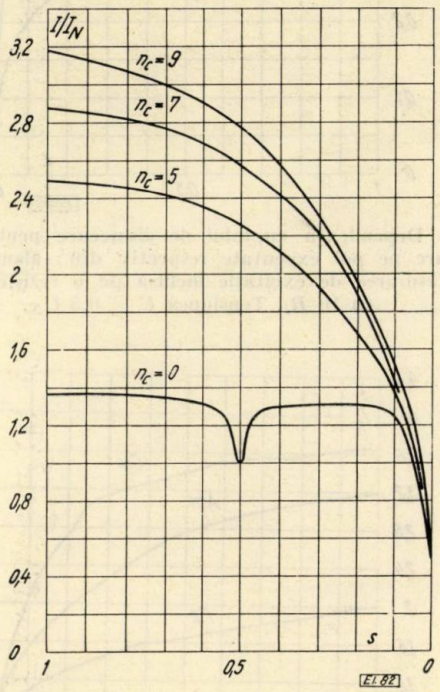


Fig. 14. Dependența curentului de alunecare pentru diferite numere de bare pe pol. Colivie de alamă; înfășurarea de excitație este închisă pe o rezistență egală cu 10 R_f (R_f este rezistența înfășurării de excitație). Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

rezistență sau scurtcircuitată, atunci se produce un cuplu monoaxial important, iar cuplul rezultant ia valori negative în jurul vitezei de rotație egale cu jumătate din viteza de sincronism, astfel că viteza mașinii nu poate ajunge în apropierea sincronismului. Dacă însă înfășurarea de excitație se închide după ce s-a ajuns în apropierea sincronismului, se obține un cuplu de intrare în sincronism mai mare decît atunci cînd înfășurarea de excitație este deschisă, din cauza influenței înfășurării de excitație.

Pentru a pune în evidență dependența cuplului de pornire ($s = 1$) și a cuplului de intrare în sincronism (considerat conform uzului că este cuplul la $s = 0{,}05$) de numărul de bare pe pol ale înfășurării de amortizare, în figurile 15, 16 și 17 sînt date punctele reprezentative ale acelor cupluri pentru diferite valori ale lui

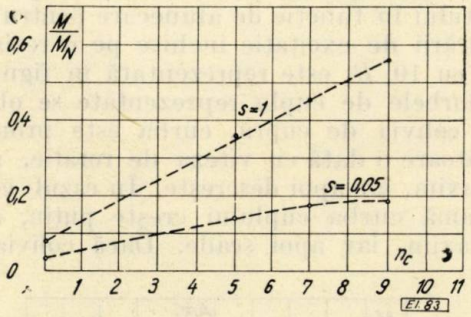


Fig. 15. Punctele reprezentative pentru cuplul de pornire ($s = 1$) și cuplul de intrare în sincronism ($s = 0{,}05$) pentru colivii de alamă cu diferite numere de bare pe pol. Înfășurarea de excitație deschisă. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

n_c, pentru colivie de alamă, înfășurarea de excitație fiind succesiv deschisă, scurtcircuitată, închisă pe o rezistență egală cu 10 R_f. Se constată că valoarea cuplului de pornire crește

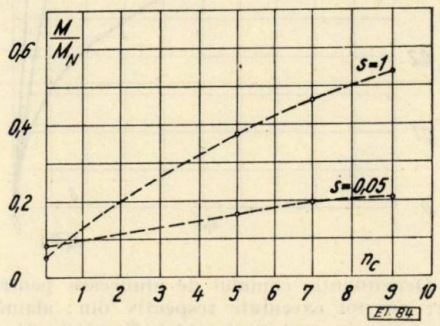


Fig. 16. Punctele reprezentative pentru cuplul de pornire ($s = 1$) și cuplul de intrare în sincronism ($s = 0{,}05$) pentru colivii de alamă cu diferite numere de bare pe pol. Înfășurarea de excitație scurtcircuitată. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

o dată cu numărul de bare pe pol, de asemenea crește și cuplul de intrare în sincronism, dar într-o măsură sensibil de mică.

În figurile 18, 19 și 20 sînt reprezentate curbele cuplului funcție de alunecare pentru

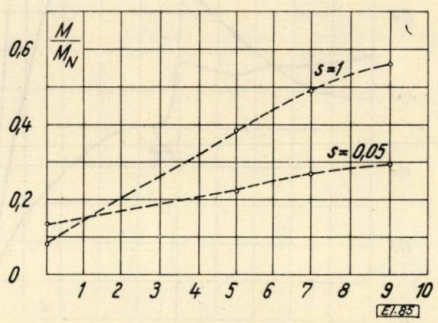


Fig. 17. Punctele reprezentative pentru cuplul de pornire ($s = 1$) și cuplul de intrare în sincronism ($s = 0{,}05$) pentru colivii de alamă cu diferite numere de bare pe pol. Înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență egală cu 10 R_f. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

colivii cu 9 bare pe pol executate respectiv din alamă, cupru, fier. Înfășurarea de excitație a fost succesiv deschisă, scurtcircuitată, închisă pe o rezistență egală cu 10 R_f. Dependența curentului în funcție de alunecare pentru cazul înfășurării de excitație închise pe o rezistență egală cu 10 R_f este reprezentată în figura 21. Din curbele de cuplu reprezentate se observă că la colivia de cupru, curba este pronunțat crescătoare o dată cu viteza de rotație, atinge un maxim, iar apoi descrește. În cazul coliviei de alamă curba cuplului crește puțin, atinge un maxim, iar apoi scade. Dacă colivia este

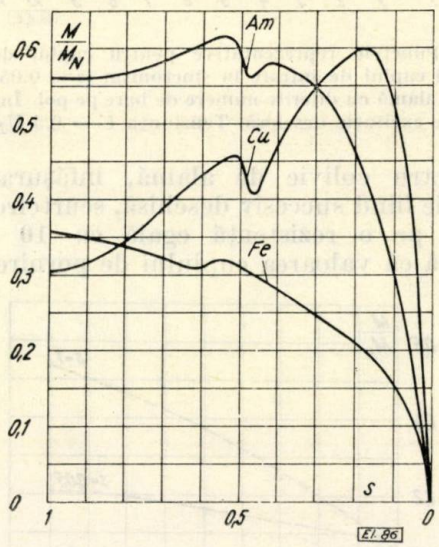


Fig. 18. Dependența cuplului de alunecare pentru colivii cu 9 bare pe pol executate respectiv din: alamă, cupru, fier. Înfășurarea de excitație deschisă. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

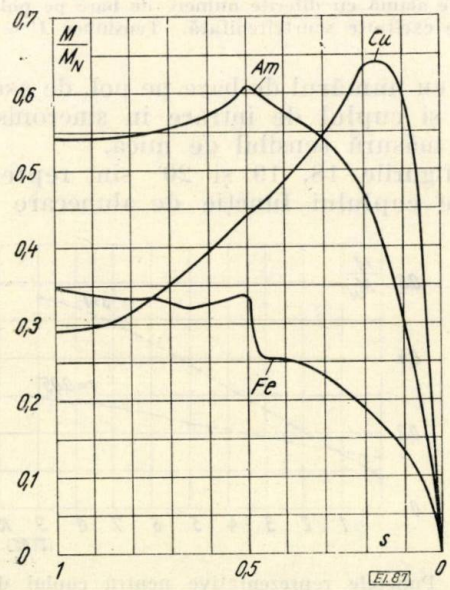


Fig. 19. Dependența cuplului de alunecare pentru colivii cu 9 bare pe pol executate respectiv din: alamă, cupru, fier. Înfășurarea de excitație scurtcircuitată. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

de fier curba cuplului este descrescătoare. Cuplul cel mai mare la pornire se obține cu înfășurare de amortizare de alamă, iar cuplul cel mai mare de intrare în sincronism ($s = 0{,}05$)

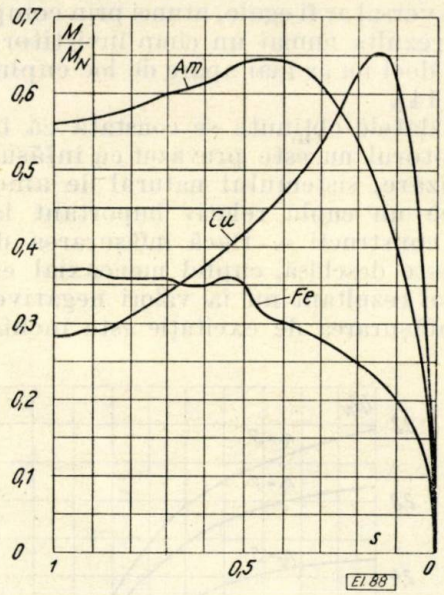


Fig. 20. Dependența cuplului de alunecare pentru colivii cu 9 bare pe pol executate respectiv din: alamă, cupru, fier. Înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență egală cu 10 R_f. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

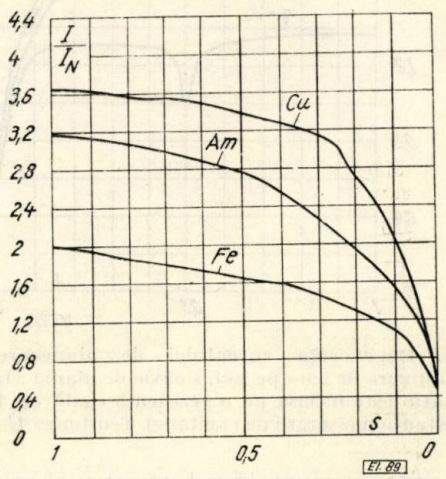


Fig. 21. Dependența curentului de alunecare pentru colivii cu 9 bare pe pol executate respectiv din: alamă, cupru, fier. Înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență egală cu 10 R_f. Tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$.

se obține cu înfășurare de amortizare de cupru. Colivia de fier asigură cupluri de pornire și intrare în sincronism de valori relativ mici, în schimb asigură o valoare redusă a curentului de pornire.

Concluzii

La mărirea numărului de bare pe pol, distanța dintre două bare vecine fiind aceeași, reactanța supratranzitorie transversală X''_q scade

la început mult mai repede decît reactanța supratranzitorie longitudinală X_d'' sau X_{d0}'', datorită efectului sistemului natural de amortizare.

Cuplul corespunzător sistemului natural de amortizare poate fi relativ important, la unele tipuri constructive, cînd înfășurarea de excitație este deschisă. Dacă înfășurarea de excitație este închisă cuplul monoaxial este foarte mare și nu permite să se depășească o viteză apropiată de jumătatea vitezei de sincronism.

În cazul cînd mașina este prevăzută cu înfășurare de amortizare, cuplul monoaxial poate fi important atunci cînd înfășurarea de excitație este deschisă și se poate micșora mult o dată cu scurtcircuitarea înfășurării de excitație sau conectarea ei pe o rezistență. De asemenea cuplul monoaxial se micșorează o dată cu creșterea numărului de bare pe pol.

Coliviile de alamă permit obținerea unui cuplu de pornire mai mare decît coliviile de cupru, în schimb coliviile de cupru asigură o valoare mult mai mare a cuplului de intrare în sincronism.

Cuplul de pornire dezvoltat în cazul coliviilor de alamă crește o dată cu numărul de bare pe pol; cuplul de intrare în sincronism crește de asemenea, dar într-o măsură simțitor mai mică.

Bibliografie

[1] *Kilgore, L. A.* Calculations of Synchronous Machine Constants Reactances and Time Constants Affecting Transient Characteristics. In: Transactions A.I.E.E. **50**, 1931, p. 1201–1213.

[2] *Linville, T. M.* Starting Performance of Salient Pole Synchronous Motors. In: Transactions A.I.E.E. **49**, 1930, p. 531–545.

[3] *Richter, R.* Elektrische Maschinen. Zweiter Band. Synchronmaschinen und Einankerumformer. Mit Beiträgen von Robert Brüderlink. Basel, Stuttgart, Verlag Birkhäuser, 1953.

[4] *Mauduit, A.* Machines Électriques. Paris, Dunod, 1931.

[5] *Poliak, N. A.* Elektriceskie parametrî iskustvennoi uspokoitelnoi sistemî s zamîkaiușcimi kolțami. În: Elektricestvo, nr. 5, 1955.

[6] *Talaat, M. E.* Novii podhod k opredeleniiu inductivnîh soprotivlenii sinhronnoi mașinî. Moscova, Leningrad, Gosenergoizdat, 1959, p. 9–70.

[7] *Talalov, I. I.* Utocinenie metoda rasmotreniia uspokoitelnoi obmotki. In: [20], p. 71–84.

[8] *Nicolaide, A.* Calculul parametrilor înfășurărilor de amortizare ale mașinilor sincrone cu poli aparenți. În: Electrotehnica **11**, 1963, nr. 1, p. 1–10.

[9] *Kleinrath, H.* Die Synchronmaschine im asynchronen Betrieb, betrachtet als Doppelkäfigmotor aus dem Blickwinkel der Zweiachsentheorie. În: Arch. f. Elektrotechnik **48**, 1963, p. 236–255.

[10] *Danilevici, I. B.* și *Kulik, I. A.* Teoria i rascet dempfernîh obmotok sinhronnîh mașin. Moscova, Leningrad, Izdatelstvo Akademii Nauk S.S.S.R., 1962.

[11] *Nicolaide. A.* și *Drăgănescu, O.* Sistemele de amortizare natural și artificial ale mașinilor sincrone cu poli aparenți. In: Electrotehnica **13**, 1965, nr. 9, p. 313–320.

[12] *Nicolaide, A.* Contributions à l'étude du système amortisseur d'une machine synchrone à pôles saillants. In: Revue Roumaine des Sciences Techniques. Série Électrotechnique et Énergétique, nr. 2, 1967.

[13] *Laible, Th.* Influence de différentes constructions d'amortisseur et des pôles massifs sur les constantes des alternateurs à pôles saillants. Paris, CIGRÉ, Rapport 111, 1950.

[14] *Nicolaide, A.* Mașini asincrone cu circuitul secundar nesimetric. In: Electrotehnica **4**, 1956, nr. 12, p. 543–550.

[15] *Drăgănescu, O., Galbenu, Gh.* și *Cristea, N.* Influența naturii materialului coliviei de pornire a mașinii sincrone asupra parametrilor de pornire. In: Electrotehnica **13**, 1965, nr. 2, p. 41–45.

Intrat în redacție la 15.XII.1966

Studiul comparativ al bobinajelor rotorice realizate la generatorul principal tip GCE 1100/10 pentru locomotiva Diesel electrică 060 DA de 2100 CP

VL. POPOVICI* — Timișoara, W. WAGNER și L. MÎNDREA* — Craiova

CZ 621.313.223.1.045.29; 621.335

1. Soluții constructive și tehnologice

Locomotiva Diesel electrică 060 DA de 2100 CP, în fabricație de serie la uzina „Electroputere" — Craiova, este echipată cu un generator de curent continuu tip GCE 1100/10 cu următoarele caracteristici mai importante:

— curent de durată	2460	A;
— curent unionar	2700	A;
— curent maxim	3700	A;
— tensiunea maximă	890	V;
— turația	1080	rot/min.

Bobinajul rotorului acestui generator a fost realizat în mai multe variante constructive și tehnologice. În proiectul inițial a fost prevăzut un bobinaj de tip broască, la care straturile 1–4 și 2–3 erau lipite în partea opusă colectorului prin mufe așezate într-un rînd (fig. 1). Mufele au fost izolate între ele cu cape de micanită formate la cald. Întrucît între aceste mufe apărea o tensiune de circa 1000 V, capele de micanită n-au prezentat suficientă garanție de izolație și la primul generator bobinajul s-a defectat chiar pe standul de probă.

Soluția prezentată în figura 1 privind dispunerea mufelor a fost părăsită, trecîndu-se

* Prof. ing. *Vl. Popovici* este șeful catedrei de sudură de la Institutul politehnic-Timișoara, iug. W. Wagner este șef serviciu adjunct, iar ing. L. Mîndrea este șef serviciu la uzinele „Electroputere" — Craiova.

la retragerea mufelor ce unesc straturile 2–3 spre interiorul mașinii (fig. 2). În această variantă, mufele straturilor 2–3 s-au putut izola mai bine, față de mufele straturilor 1–4,

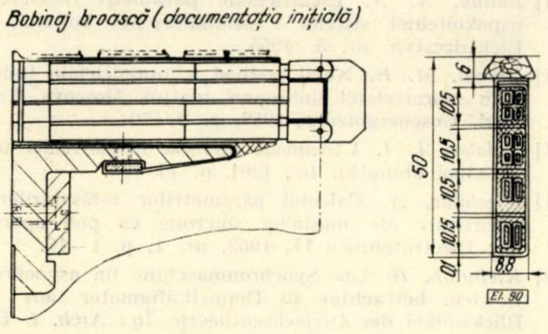


Fig. 1. Bobinajul broască conform documentației inițiale.

însă posibilitățile de răcire s-au înrăutățit, întrucît mufele straturilor 2–3 au rămas complet neventilate, avînd în vedere că spațiile dintre mufe erau umplute cu chit izolant,

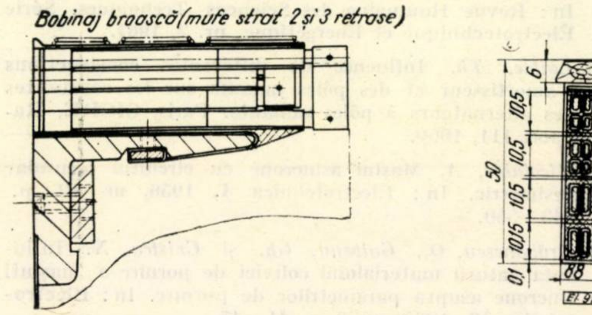


Fig. 2. Bobinajul broască modificat: mufele din stratul 2 și 3 retrase.

din cauza tensiunii ridicate a bobinajului rotoric.

Primele generatoare executate la uzina „Electroputere"–Craiova, în această variantă, s-au defectat și ele prin dezlipirea mufelor din

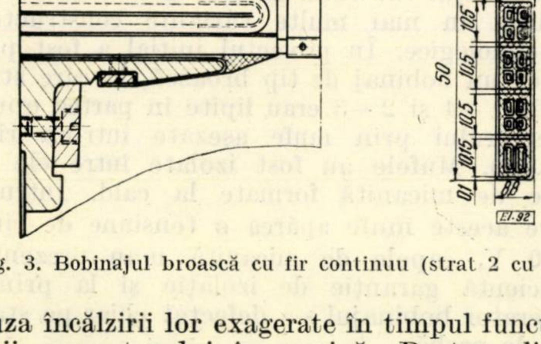


Fig. 3. Bobinajul broască cu fir continuu (strat 2 cu 3).

cauza încălzirii lor exagerate în timpul funcționării generatorului în sarcină. Pentru eliminarea acestei încălziri exagerate s-au proiectat două variante, și anume:

– eliminarea mufelor de legătură prin utilizarea unor bobine cu fir continuu, bobinajul rămînînd sistem broască, diferențele fiind de ordin tehnologic (varianta 3);

– alegerea unei alte variante de bobinaj, și anume (varianta 4) bobinaj buclat normal.

Crestăturile rotorului sînt $N_c = 185$ de $9{,}1 \times 46$ mm la bobinajul buclat și $N_c = 190$ de $50 \times 8{,}8$ mm la bobinajul broască.

Noile variante constructive sînt prezentate în figurile 3 și 4.

Pentru a studia rezultatele obținute cu noile variante de bobinaj s-au făcut o serie de probe și experimentări, atît la standul de probă, cît și pe locomotivă în sarcină. Pentru compararea rezultatelor s-au analizat următoarele generatoare:

– nr. W 15519 realizat în varianta 2;

– nr. 11953 realizat cu bobinaj broască și fir continuu (varianta 3);

– nr. 10865 realizat cu bobinaj buclat (varianta 4).

Rezultatele s-au comparat din punct de vedere al încălzirii, valorii randamentului, curbei de mers în gol, comutației și aspectului economic al fabricației.

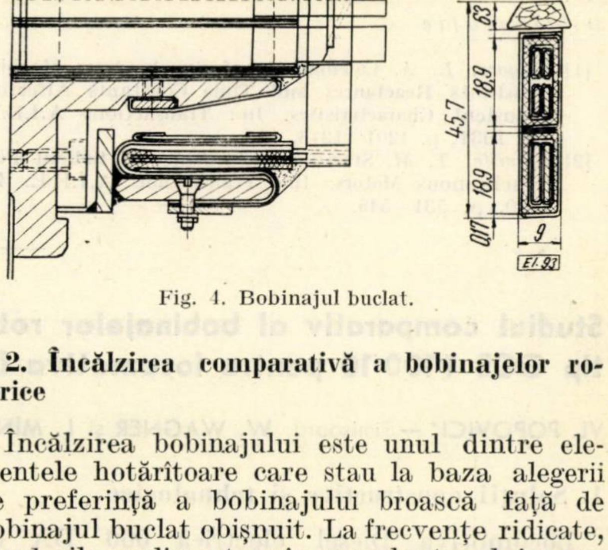


Fig. 4. Bobinajul buclat.

2. Încălzirea comparativă a bobinajelor rotorice

Încălzirea bobinajului este unul dintre elementele hotărîtoare care stau la baza alegerii de preferință a bobinajului broască față de bobinajul buclat obișnuit. La frecvențe ridicate, pierderile suplimentare în cuprul rotorului cresc, ceea ce impune divizarea conductorilor pentru a nu depăși înălțimile critice în diferitele straturi ale bobinajului. Bobinajul broască avînd patru straturi permite divizări care pot duce la o reducere importantă a pierderilor suplimentare în cupru, în comparație cu bobinajul buclat care necesită numai două straturi de bare.

Acestea au fost confirmate de rezultatele obținute la probele de încălzire ale generatoarelor realizate cu bobinaje rotorice diferite și cu ceilalți parametri constructivi constanți.

Încălzirile bobinajelor de la rotor obținute la trei generatoare studiate sînt trecute în tabela 1.

Tabela 1

Nunărul de fabricație al generatorului	Tipul bobinajului rotorului	Încălzirea obținută la regimul de probă, °C		
		500 V 2 700 A	550 V 2 460 A	890 V 1 520 A
W 15519	mufe bobinaj broască strat 2 și 3 retrase	97,5°C	96,1°C *	89,3°C *
11953	bobinaj broască cu fir continuu	92°C	81,8°C	54,5°C
10856	bobinaj buclat	112,3°C	103°C	58,4°C **

* Generatorul W 15519 a fost încercat la 700 V, 2 500 A.
** Generatorul nr. 10856 a fost încercat la 830 V, 1 630 A.

Din datele obținute la încălzirea bobinajelor de la rotor rezultă următoarele :

— în regim unionar, generatorul cu bobinaj buclat este mai cald cu circa 15°C față de generatorul cu bobinaj broască realizat după varianta a 2-a, adică cu mufe lipite și straturile 2 și 3 retrase și cu circa 20°C mai cald decît generatorul cu bobinaj broască realizat după varianta a 3-a, adică cu fir continuu ;

— în regim unionar, pierderile în mufele bobinajului broască pot duce la încălzirea de circa 5° în plus față de un bobinaj broască cu fir continuu, iar la regim de durată la încălziri și mai mari (circa 15°C) ;

— în regim de lungă durată la tensiune superioară, generatorul cu bobinaj buclat este cu circa 4°C mai cald decît cel broască cu fir continuu, ceea ce se poate considera că cele două bobinaje prezintă o încălzire nu prea diferită.

Pentru a se compara încălzirile celor trei generatoare în regim de lungă durată la tensiune superioară, proba respectivă a generatorului cu bobinaj broască și cu mufe la straturile 2 si 3 retrase ar trebui repetată, ceea ce se va putea realiza la intrarea uneia dintre primele 16 locomotive la reparații capitale, pe care se află montate asemenea generatoare. Actualmente aceste locomotive au depășit 600 000 km parcurși.

În scopul experimentării mai multor variante de bobinaj rotor, pentru generatorul principal al locomotivei Diesel electrice de 2100 CP, a mai fost realizat un generator avînd bobinaj broască cu dublu fir continuu, strat 1—2 și strat 3—4, conform figurii 5 (varianta 5). Acest bobinaj prezintă avantajul că nu are transpoziții și lipituri în partea opusă colectorului. La probele de stand s-a constatat că comutația este mai bună decît la celelalte generatoare, însă încălzirea a depășit normele UIC. Încălzirea ridicată se datorește faptului că între cele două bobinaje apar curenți de egalizare mari din cauza cîmpului de scăpări

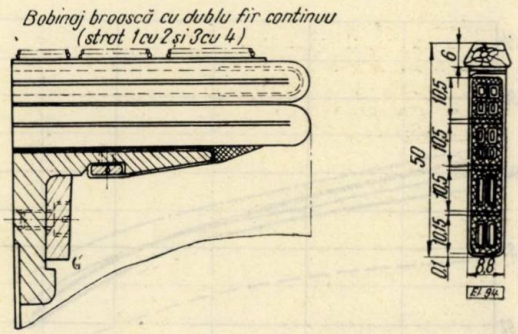


Fig. 5. Bobinajul broască cu fir continuu (strat 1 cu 2 și 3 cu 4).

diferit. Întrucît la probele de stand s-a constatat că comutația este mai bună, se poate trage concluzia că, în cazul specificat, bobinajele cu pierderi suplimentare mari au comutație mai favorabilă. Generatorul în cauză a fost montat la standul de probă și este folosit ca mașină de opoziție pentru încercarea generatoarelor principale. Pentru a reduce încălzirea bobinajului rotor s-a prevăzut o ventilație forțată suplimentară exterioară.

3. Randamentele obținute la variantele studiate

Pentru stabilirea pierderilor și compararea randamentelor au stat la dispoziție pentru studiu următoarele generatoare :

— generatorul nr. 16195 cu bobinaj broască cu mufe ;

— generatoarele nr. 11953 și nr. 10067, cu bobinaje broască, cu fir continuu ;

— generatorul nr. 10856 cu bobinaj buclat.

Pierderile au fost calculate la 110°C, conform prescripțiilor din normele UIC. La determinarea pierderilor suplimentare, în cuprul bobinajelor rotorului, s-au folosit următorii coeficienți pentru majorarea rezistențelor :

1,28 pentru bobinajul broască ;

1,54 pentru bobinajul buclat.

Randamentele obținute sînt trecute în tabela 2 și figura 6.

Analizînd randamentul mașinilor la toate regimurile din tabela 2 se constată următoarele :

— pierderile în cupru, practic, sînt aceleași ; aceasta se datorește faptului că secțiunea conductorilor la generatorul cu bobinaj buclat s-a luat, constructiv, mai mare, iar numărul de conductori este mai mic, astfel că, în final, rezistența majorată prin cei doi coeficienți este practic identică ;

— diferența mică de randament se datorește, în mare parte, variației pierderilor în fier foarte diferite de la mașină la mașină, din cauza pierderilor specifice diferite pe loturi de tablă silicioasă;

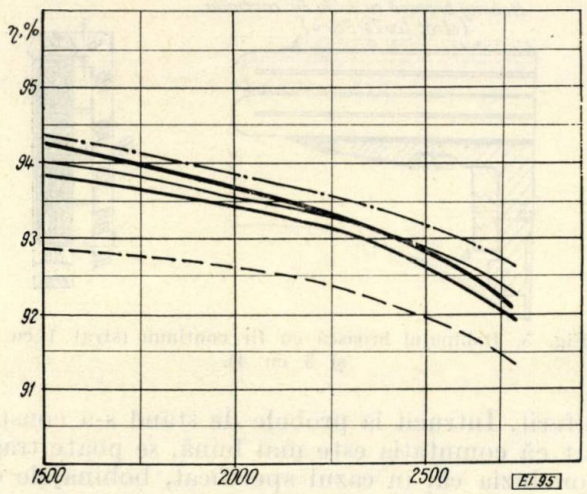


Fig. 6. Diagramele randamentelor:
– – – comunicare licență; —— generator nr. 11 953; – generator nr. 16 195; ▬ generator nr. 10 067; – · – · – generator nr. 10 856.

— diferențele ce apar la pierderile mecanice se datoresc diferențelor la centrarea mașinilor pentru probe, rodării pieselor și pierderilor prin ventilație.

de mers în gol și alta se datorește calității diferite a tablei de dinam sau a solicitărilor diferite în cazul generatorului cu bobinaj buclat.

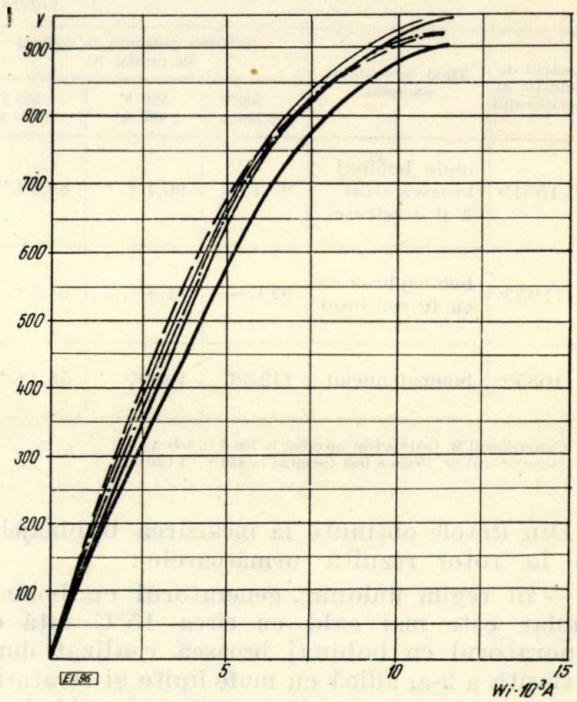


Fig. 7. Curbele de mers în gol:
▬ generator nr. 10 856; — generator nr. 11 953; – generator nr. W 15 519; – – – generator nr. 10 067; – · – generator nr. 16 197.

Tabela 2

Randamentul generatoarelor la 1350 kW în cele trei regimuri de funcționare

Pierderi la sarcina de:	500 V, 2700 A				550 V, 2460 A				890 V, 1520 A			
	16195	10856	10067	11953	16195	10856	10067	11953	16195	10856	10067	11953
Pierderi mecanice	41,6	40,5	45,5	43	41,6	40,5	45,5	43	41,6	40,5	45,5	43
Pierderi în fier	10,6	5,5	5,5	9,8	12,2	7	6	11,6	23,2	16	15	27,5
Pierderi în cupru rotor	27,5	29,7	29,6	30,1	22,8	24,7	24,6	25	8,7	9,4	9,4	9,5
Pierderi în cupru serie + aux. + comp.	25,3	24,3	26	25,5	21	20,2	21,5	21,5	8	7,7	8,2	8,1
Pierderi contact perii	5,4	5,4	5,4	5,4	4,9	4,9	4,9	4,9	3	3	3	3
Pierderi excitație derivație	0,4	0,4	0,4	0,4	0,5	0,5	0,5	0,5	1,2	1,2	1,2	1,2
Total pierderi	110,8	105,8	112,4	114,5	102,9	97,7	102,9	106,4	85,7	77,8	82,3	92,3
Randamentul, %	92,5	92,8	92,4	92,2	93	93,3	93	92,8	94	94,4	94,3	93,8

4. Curbele de mers în gol

Curbele de mers în gol s-au trasat pentru mașinile în stare caldă (după probe), iar pentru anumite sarcini care sînt mai frecvente în exploatarea locomotivei s-a verificat variația tensiunii la trecerea mașinii în stare rece. S-a constatat că cea mai mică variație a tensiunii la trecerea de la cald la rece este la generatorul cu bobinaj buclat. Curbele de mers în gol sînt prezentate în figura 7. Diferența dintre o curbă

Se observă că, din punctul de vedere al pericolului formării cercurilor de foc, este de dorit ca creșterea tensiunii dintre starea caldă și rece a înfășurărilor de excitație să fie cît mai mică.

5. Comutația

Comportarea generatoarelor, în ceea ce privește comutația, prezintă un interes deosebit. Făcînd comparație între valorile care influen-

ţează comutaţia, în regimul de durată la tensiunea inferioară rezultă valorile din tabela 3.

Tabela 3

	Generator cu bobinaj broască	Generator cu bobinaj buclat
Înfăşurarea de compensaţie, %	76,5	78,5
Lăţimea zonei de comutaţie, mm	53	44
Coeficientul de scăpări	4,9	4,5
Tensiunea de comutaţie, V	11,9	10,3

Se observă că valorile sînt ceva mai favorabile la bobinajul buclat. Aceasta s-ar putea atribui faptului că bobinajul buclat are 185 crestături, în loc de 190 cît are cel broască (bobinajul broască are pasul 1 —19, iar bobinajul buclat are pasul 1 —19,5).

Curbele limită de funcţionare fără scîntei, în general, sînt asemănătoare la toate generatoarele, aşa cum se poate vedea în figura 8.

S-a constatat că diferenţele sînt mai mari de la o maşină la alta decît de la un tip de bobinaj la altul. Aceste diferenţe sînt cauzate de precizia de execuţie a maşinii şi de reglajul întrefierului polilor auxiliari.

Experienţa a demonstrat că atît generatoarele cu bobinaj broască, cît şi cele cu bobinaj

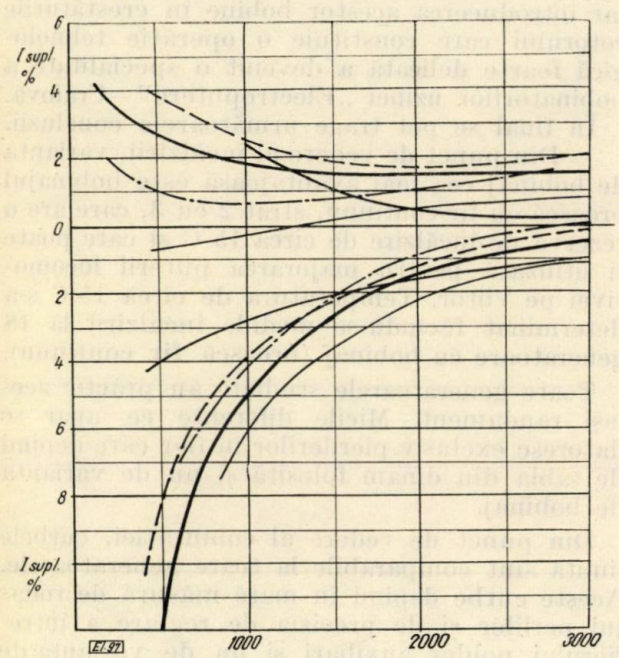


Fig. 8. Curbele limită de comutaţie:
— generator nr. 11 953; — generator nr. 15 519; —— generator nr. 16 195; — — generator nr. 10 856; —·— generator nr. 10 067.

buclat pot fi reglate pentru comutaţie întunecată în toate regimurile de funcţionare; pentru aceasta este necesar ca periile şi colectoarele să fie bine rodate înainte de ridicarea curbelor limită, iar polii auxiliari să fie reglaţi în mod corespunzător.

Examinîndu-se colectoarele generatoarelor cu bobinaje diferite la rotor, după un parcurs de peste 100.000 km, s-a constatat că acestea au o suprafaţă uniformă şi lucioasă, iar culoarea colectoarelor corespunde cu cea specifică maşinilor mari de curent continuu cu comutaţie bună.

O importanţă deosebită pentru siguranţa de exploatare a locomotivelor Diesel electrice o prezintă problema cercurilor de foc de la colectoarele generatorului principal şi motoarele de tracţiune. Din experienţa exploatării a peste 300 locomotive Diesel electrice s-a constatat că în cazul unei întreţineri şi exploatări corecte, generatoarele nu produc cercuri de foc la colectoare atunci cînd precizia de execuţie şi reglajul comutaţiei sînt corespunzătoare. Cercurile de foc pot fi însă frecvente dacă exploatarea locomotivelor se face în condiţii de: şocuri puternice de curent; creştere excesivă a tensiunii; praf de cărbune neîndepărtat dintre lamele; sistemul de perii scos din zona neutră; patinarea roţilor etc.

Se mai observă că întrucît la bobinajul broască punerea în paralel a secţiilor buclate şi ondulate se face prin perii, este necesară o execuţie foarte îngrijită a colectorului şi portperiilor. Pentru înlăturarea acestui neajuns unele firme prevăd la bobinajul broască legături echipotenţiale exterioare dinspre partea colectorului.

6. Aspectul economic al fabricaţiei

Din punct de vedere economic al fabricaţiei, bobinajele broască cu fir continuu şi bobinajul buclat prezintă următoarele avantaje şi dezavantaje:

— bobinajul broască, avînd conductori de secţiune mică, prezintă dificultăţi la izolare şi necesită o atenţie mai mare la micanizare pentru a se evita răsucirile sau suprapunerile (de exemplu din cauza suprapunerii s-au defectat două generatoare la standul de probă);

— remedierile bobinajului broască sînt posibile numai în cazul defecţiunilor de la stratul cel mai exterior (stratul 4). Defecţiunile apărute în fabricaţie la straturile 1, 2 sau 3 conduc practic la rebobinarea în întregime a rotorului şi chiar înlocuirea completă a fanioanelor colectorului care nu se pot curăţa de resturile de aliaj de lipit (castolin: 70% Zn + 30% Cd) care mai rămîn pe fanioane;

— la bobinajul buclat, conductorii, avînd secţiune mai mare, se pot izola fără dificultăţi, respectiv barele nu se pot răsuci sau suprapune;

— remedierile bobinajului buclat nu prezintă dificultăţi; dacă defecţiunea este în stratul superior se scot numai barele defecte, iar dacă este în stratul inferior este suficientă

demontarea unui număr de bare din stratul superior echivalent cu un pas polar;

— în ce privește manopera la bobinarea rotoarelor, la bobinajul broască trebuie introduse în crestături patru straturi, iar la bobinajul buclat două straturi, eliminîndu-se în acest fel

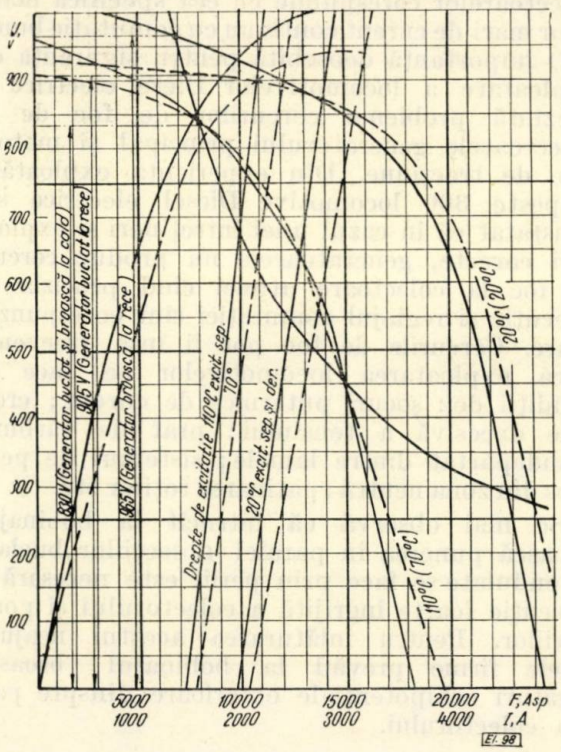


Fig. 9. Caracteristici exterioare:
— generator broască nr. W 15 519; — — — generator nr. 10 856.

o presare a bobinajului și izolația, corespunzătoare capetelor de bobinaj dintre două straturi. La generatorul cu bobină broască cu fir continuu sînt de format și izolat 2660 bare, iar la bobinajul buclat numai 1110 bare însă și 185 legături echipotențiale. La atelierul de pregătire a bobinelor, timpul și manopera de execuție a bobinajului rotor buclat sînt cu circa 50% mai mici decît manopera corespunzătoare de la bobinajul broască.

Dezavantajele mai importante ale bobinajului buclat evidențiate la realizarea rotoarelor pentru generatoare au fost: necesitatea execuției legăturilor echipotențiale și a suporturilor corespunzătoare, lipirea mufelor la legături echipotențiale și ca o consecință un consum mai mare de aliaj de lipit (castolin).

În final, manopera în atelierul de bobinaj rămîne, practic, cam aceeași, timpul pierdut în plus la pregătirea bobinelor de la bobinajul broască fiind recîștigat în cea mai mare parte la montarea bobinelor în rotor, la bobinajul buclat fiind invers (timp mai mic la pregătirea bobinelor și mai mare la montarea bobinajului).

7. Caracteristici exterioare

În figura 9 sînt reprezentate caracteristicile exterioare ale generatorului cu bobinaj broască nr. W 15519 și generatorul cu bobinaj buclat nr. 10856.

Caracteristicile au fost calculate în baza curbelor de mers în gol ridicate la standul de probe.

Se observă că în cazul generatorului cu bobinaj broască, creșterea de tensiune de la stare caldă (110°C) la stare rece (20°C) este de la 830 V la 965 V, iar în cazul generatorului cu bobinaj buclat de la 830 V la 905 V. Generatorul cu bobinaj buclat executat este deci avantajos din acest punct de vedere în comparație cu bobinajul broască.

8. Concluzii

În baza studiului și experimentărilor făcute cu cele cinci variante de bobinaje de la generatorul principal al locomotivei Diesel electrice s-a tras concluzia că bobinajul broască cu fir continuu și bobinajul buclat îndeplinesc condițiile unor bobinaje sigure în exploatare. Bobinajul buclat este mai robust și defecțiunile din timpul fabricației sînt mai puțin probabile. Ridicarea calificării cadrelor de bobinatori, precizia și acuratețea pregătirii bobinelor au permis însă realizarea în bune condiții tehnice și a bobinajului broască cu fir continuu, iar introducerea acestor bobine în crestăturile rotorului care constituie o operație tehnologică foarte delicată a devenit o specialitate a bobinatorilor uzinei „Electroputere" — Craiova.

În final se pot trage următoarele concluzii.

— Din punct de vedere al încălzirii, varianta de bobinaj cea mai avantajoasă este bobinajul broască cu fir continuu, strat 2 cu 3, care are o rezervă de încălzire de circa 15°C și care poate fi utilizată pentru majorarea puterii locomotivei pe viitor. Temperatura de circa 15°C s-a determinat făcîndu-se mediile încălzirii la 18 generatoare cu bobinaj (broască fir continuu).

Toate generatoarele studiate au practic același randament. Micile diferențe ce apar se datoresc exclusiv pierderilor în fier care depind de tabla din dinam folosită și nu de varianta de bobinaj.

Din punct de vedere al comutației, curbele limită sînt comparabile la toate generatoarele. Aceste curbe depind în mare măsură de rodajul periilor și de precizia de reglare a întrefierului polilor auxiliari și nu de varianta de bobinaj. S-a putut realiza o comutație corespunzătoare la toate generatoarele studiate, în toate regimurile de funcționare.

În cazul generatorului cu bobinaj buclat, circuitul magnetic fiind mai saturat, variația tensiunii generatorului între starea caldă și cea rece a rezultat mai mică.

Întrucît la nici un generator din cele cinci bucăți realizate cu bobinaj buclat nu a apărut în exploatare cerc de foc la colector, se pare că această variantă prezintă anumite avantaje din acest punct de vedere. Numărul mic de astfel de generatoare față de circa 300 de generatoare cu bobinaj broască și fir continuu nu permite momentan tragerea unor concluzii sigure în acest sens.

Pe baza acestor concluzii fabricația de serie a generatoarelor pentru locomotivele Diesel electrice s-a axat pe varianta de bobinaj broască cu fir continuu, strat 2 cu 3 (varianta 3), însă se urmărește în continuare în exploatare și lotul experimental de șase bucăți generatoare realizat cu varianta de bobinaj buclat.

Problema de bază care se află actualmente în studiu la generatoarele locomotivei Diesel electrice este determinarea cauzelor care duc la formarea cercurilor de foc la colectoare, cauze de avarii foarte neplăcute în exploatarea generatoarelor de tracțiune.

Pe baza acestor studii și ținînd seamă de perspectiva măririi puterii actualei locomotive Diesel electrice la circa 2600—2700 CP și a vitezei la circa 120 km/h se va putea alege soluția optimă pentru construcția generatorului, care să poată corespunde în bune condiții sarcinilor sporite de putere ale locomotivei, necesare traficului sporit al economiei naționale în permanentă creștere.

Intrat în redacție la 7.XII. 1966

Aspecte ale funcționării siguranței de joasă tensiune cu mare capacitate de rupere

MIHAIL PESICI* — București

CZ 621.316.923.1.064.33

După cum este cunoscut, în instalațiile electrice se caută să se asigure continuitatea furnizării energiei astfel ca, în cazul unui scurtcircuit, o coordonare judicioasă a protecției să facă posibilă intervenția numai a dispozitivului situat imediat în amonte, față de punctul unde s-a produs scurtcircuitul, permițînd continuitatea funcționării în restul instalației. Protecția selectivă, în serie, depinde de natura dispozitivelor de protecție și soluția adoptată trebuie să țină seamă de caracteristica de funcționare a dispozitivului ales [2], [3], [4], [12]. În cazul asigurării protecției prin siguranțe fuzibile, problema selectivității poate fi soluționată cu criterii generalizate rezultate din procesul de funcționare a fuzibililor.

Criterii de funcționare

Caracteristicile de funcționare indicate în listele diverselor fabrici constructoare, în raport cu normele uzuale, pentru siguranțe fuzibile de joasă tensiune cu mare putere de rupere, se referă la timpul de topire și nu la timpul total de funcționare.

În general, pentru aceste caracteristici, se indică în abscisă valoarea eficace a componentei simetrice a curentului, iar în ordonată, timpii de topire, care la supracurenți intensi coboară pînă la 10 sau 1 ms [11].

Selectivitatea siguranțelor fuzibile de diferiți curenți nominali dispuse în serie în circuit pare a fi determinată de caracteristicile curent-timp, ceea ce este admisibil pînă la circa 6 I_n [3], [4], [5], [6]. În realitate, la timpi de pre-arc depășind circa 0,2 s, criteriul arătat este corect pentru că selectivitatea poate fi predeterminată dată fiind ponderea timpului de topire față de timpul total de funcționare a fuzibilului.

Criteriul acesta își pierde valabilitatea la timpi de topire mult mai mici, faptul acesta accentuîndu-se pe măsură ce timpul de topire se micșorează. În acest caz, este necesar să se cunoască timpul de topire si timpul total de funcționare a siguranțelor dispuse în serie în circuit [3].

Procesul termic al elementului fuzibil

În procesul de funcționare a elementului fuzibil, un rol foarte important are prima perioadă a procesului termic, și anume aceea a *încălzirii pînă la topire.* O dată temperatura de topire atinsă, chiar dacă la limită intervine o scădere a temperaturii, în omogenitatea secțiunii elementului fuzibil se produc modificări, ceea ce poate compromite selectivitatea.

La un scurtcircuit puternic, procesul de topire a elementelor fuzibile are loc într-un timp foarte scurt și, în general, se admite că transmiterea căldurii către mediul de stingere și către piesele metalice poate fi neglijată.

Cantitatea de energie care se transformă în căldură este proporțională cu pătratul curentului i și cu timpul t în care elementul este parcurs de curent. Expresia generală pentru i^2dt cu i variind cu timpul este $\int i^2\,dt$.

---

* Ing. *M. Pesici* este șef de laborator la I.C.P.E.

Pentru un element fuzibil dat, cantitatea de energie pentru topirea lui este constantă și rezultatele încercărilor, la scurtcircuite intense, au confirmat aceasta. Determinarea timpului de topire este cunoscută [1], [10]. Pentru determinarea încălzirii, topirii și vaporizării elementului fuzibil se poate utiliza relația :

$$\int i^2 dt = K, \qquad (1)$$

K reprezentînd așa-numita constantă de topire, iar din relația $i=f(t)$, de variație a curentului, se poate deduce timpul de topire.

Procesul termic al elementului fuzibil, sub acțiunea curentului de scurtcircuit, se compune din trei perioade [10], și anume :

— perioada de încălzire pînă la topire ;
— perioada de topire ;
— perioada de încălzire pînă la vaporizare.

Relația finală a integralei pînă în momentul vaporizării are ca expresie :

$$K = \int i^2 dt = \frac{\gamma}{\rho_0^{\alpha}} \ln(1+\alpha\theta_m) + \frac{h}{\rho_m} + \frac{\gamma}{\rho_2 \beta} \ln(1+\beta\theta_{2v}), \qquad (2)$$

în care :

ρ_0, ρ_m, ρ_2 sînt rezistivitățile la 20°C ; medie în stare de topire ; în stare lichidă a metalului la punctul de topire, Ω cm²/cm ;
γ — căldura specifică, Ws/°C cm³ ;
θ_m, θ_{2v} — supratemperaturile de topire și de vaporizare, °C ;
h — căldura latentă de topire, Ws/cm³ ;
α, β — coeficientul de temperatură al rezistenței în stare solidă și în stare lichidă, 1/°C.

Se remarcă deci că integrala de mai sus depinde numai de caracteristicile materialului fuzibil.

În calculul de determinare a timpului de topire se folosește, în general, pătratul densității de curent, $(A/cm^2)^2$, în loc de pătratul curentului.

În condițiile de încălzire arătate, integrala pătratului densității de curent în raport cu timpul depinde de forma curbei curentului de scurtcircuit. În curent alternativ, în regim tranzitoriu, densitatea de curent este dată de relația cunoscută :

$$i = i_a \left[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\psi - \varphi) \right], \qquad (3)$$

în care :

i_a este valoarea amplitudinii ;
φ — unghiul de decalaj al curentului față de tensiune ;
ψ — unghiul cînd începe scurtcircuitul ;
t — durata scurtcircuitului ;
τ — constanta de timp a componentei aperiodice.

Întrucît caracteristicile curent-timp de topire uzuale cuprind în abscisă, pentru curent, valoarea eficace a componentei periodice, momentul producerii scurtcircuitului va avea loc cînd $\psi = \varphi$. Integrala pătratului densității de curent devine :

$$\int_0^t i^2 dt = i_a^2 \int_0^t \sin^2 \omega t \, dt \, i_a^2 \left(\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4\omega} \right). \qquad (4)$$

Pentru timpi de topire sub circa $4 \cdot 10^{-3}$ s este mai comodă relația rezultată din dezvoltarea termenului al doilea în serie de puteri pînă la puterea a 3-a :

$$\int_0^t i^2 dt = i_a^2 \frac{\omega^2 t^3}{3}. \qquad (5)$$

Există o corelație care se păstrează între timpii de topire ai siguranțelor pentru diferiți curenți nominali la scurtcircuite puternice. Pentru cunoașterea mai amănunțită a fenomenului termic este necesar să se determine momentul cînd începe să se producă cedarea de căldură de către elementul fuzibil mediului înconjurător.

Parametrii caracteristicilor de funcționare

Pentru determinarea timpului de topire de unde se constată că pierderea de căldură în procesul de fuziune a elementului fuzibil nu mai poate fi neglijată, au fost examinate, cu titlu comparativ, caracteristicile curent-timp de topire ale unor siguranțe rapide de 160, 125, 100, 80 și 63 A cu mare capacitate de rupere. S-a considerat partea caracteristicilor pentru timpi de topire mai mici de 0,2 s [8].

Examinînd figura 1 se observă că pentru timpii de topire pînă la circa 3 ms, pentru valori mari (3 —22 kA) ale curentului de scurtcircuit, caracteristicile sînt formate din drepte și valorile timpului de topire, determinate prin încercări, coincid cu cele rezultate din relația (5). În tabela 1 se arată comparativ valorile timpilor de topire obținute din calcul și din experimentare. Valoarea constantei de topire K a fost de 8.10^8 $(A/cm^2)^2$ s.

Se precizează că încercările au fost efectuate în stația I.C.P.E., la cos $\varphi = 0{,}2$, deci cu un unghi de decalaj $\varphi = 78°$ (fig. 2) cu producerea scurtcircuitului la $\psi = 72° - 85°$ față de trecerea prin zero a tensiunii [7]. Deci atît cît a fost posibil practic s-a căutat să se realizeze egalitatea $\psi = \varphi$.

În continuare, caracteristicile au fost trasate în raport cu timpii de topire rezultați din încercările oscilografiate pentru valori mai mici ale curentului de scurtcircuit (0,6 —1 kA). Se

poate admite că și pentru aceste valori ale curentului, timpii de topire, pentru fiecare siguranță, se situează pe o altă dreaptă, joncțiunea efectuîndu-se printr-o racordare.

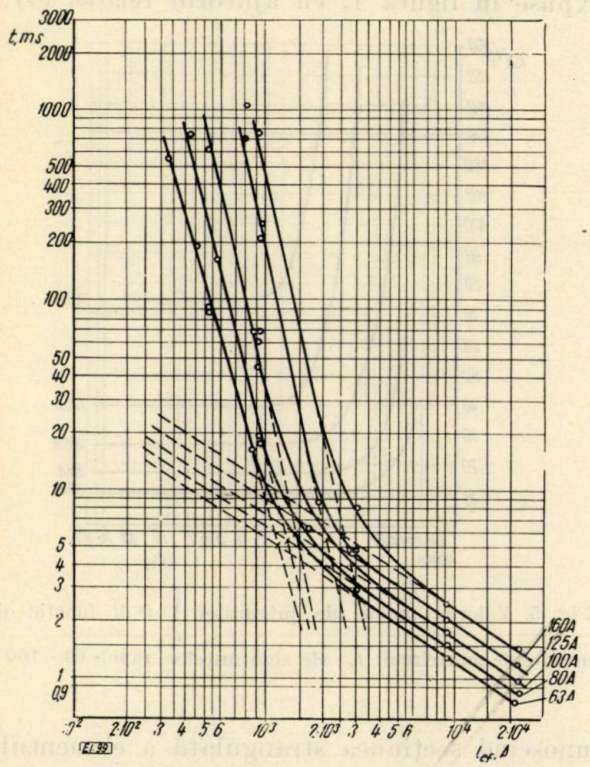


Fig. 1. Caracteristicile medii de funcționare timp-curent de topire (I_{ef}=3—22 kA$_{ef}$) pentru siguranțe rapide 63—160 A.

Considerînd partea caracteristicii pentru curenți foarte mari, se poate afirma că această dreaptă este definită de expresia:

$$t_1 = C_1 I_{1ef}^{-n_1}, \qquad (6)$$

în care:

t_1 este timpul de topire, ms;
I_{1ef} — curentul de scurtcircuit, A;
C_1 — o constantă care cuprinde constanta de topire K, secțiunea elementului fuzibil și pulsația;
n_1 — un exponent rezultat din relația (5).

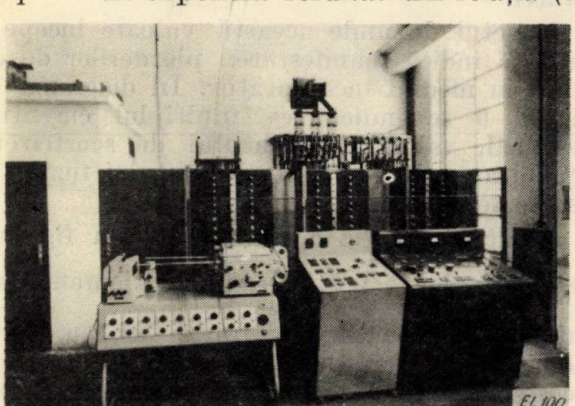


Fig. 2. Aspect din stația de încercări la capacitate de rupere a I.C.P.E.

Efectuînd calculele cu valorile curenților de scurtcircuit și ai timpilor de topire corespunzători menționați în tabela 1, s-au putut obține valorile constantei C_1 și ale exponentului n_1.

Tabela 1

I_n	Curentul de scurtcircuit, kA$_{ef}$	Timpul de topire calculat, ms	Timpul de topire rezultat din încercări, ms
63	21,4	0,72	0,6
	9,1	1,27	1,24
	3,1	2,61	2,92
80	22,3	0,796	0,8
	9,18	1,43	1,5
	3,1	2,97	3,1
100	22	0,943	0,96
	9,1	1,7	1,61
	3,53	3,18	3,25
125	22	1,12	1,12
	9,1	2,15	2,16
160	22	1,3	1,36
	9,1	2,36	2,34

Aceste valori sînt expuse în figura 3. Se vede, în această diagramă, că valoarea exponentului n_1 = 0,667 este constantă pentru toate

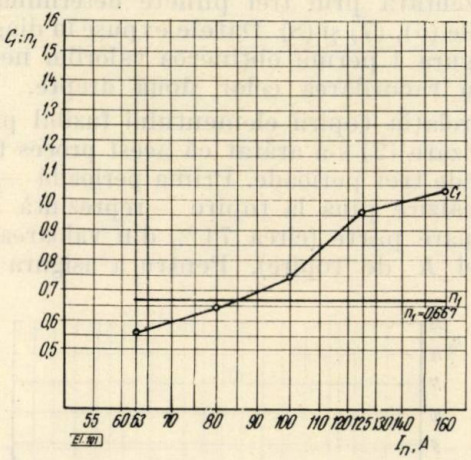


Fig. 3. Variația constantei C_1 și valoarea exponentului n_1 pentru siguranțele rapide de la 63 pînă la 160 A.

valorile curenților nominali ai siguranțelor. Valorile constantei C_1 sînt cuprinse între 0,56 și 1,03 pentru aceleași valori ale curenților nominali.

Dacă se admite ca și pentru domeniul valorilor mai mici ale curenților de scurtcircuit (0,6—1 kA) caracteristica de funcționare poate fi asimilată cu o dreaptă, această dreaptă este definită ca mai sus de expresia:

$$t_2 = C_2 I_{2ef}^{-n_2}, \qquad (7)$$

în care, de data aceasta, constanta C_2 cuprinde alte valori pentru coeficientul de topire, datorită pierderii de căldură.

Valorile coeficientului n_2, rezultate din calcul, sînt arătate în diagrama din figura 4. Valoarea lui n_2 variază între 3,61 și 4,64. Valorile constantei C_2 sînt expuse în tabela 2 și, după cum

Tabela 2

I_n, A	63	80	100	125	160
C_2	$0{,}69 \cdot 10^9$	$6 \cdot 10^{10}$	$3{,}42 \cdot 10^{12}$	$1{,}48 \cdot 10^{13}$	$3{,}64 \cdot 10^{12}$

se constată, ele sînt cuprinse între $0{,}69.10^9$ și $1{,}48.10^{13}$.

Punctul de întretăiere a celor două drepte indică atît timpul t, cît și curentul de scurtcircuit I_{ef}, comune celor două drepte:

$$t = C_1 I_{1ef}^{-n_1} = C_2 I_{2ef}^{-n_2}, \text{ iar } I_{1ef} = I_{2ef} = I_{ef};$$

de unde:

$$I_{ef} = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{n_2 - n_1}}. \qquad (8)$$

Caracteristica de funcționare curent-timp în domeniul curenților considerați poate fi deci reprezentată prin trei puncte determinate de relațiile (6), (7) și (8). Datele expuse în diagrama din figura 4 permit obținerea valorilor necesare pentru racordarea celor două drepte.

În relația topirii elementului fuzibil pînă la vaporizare (2) s-a arătat că acest proces termic cuprinde trei perioade. Prima perioadă — aceea de încălzire pînă la topire — reprezintă și cea mai mare parte (circa 74% din valoarea constantei K de topire). Pentru a asigura selec-

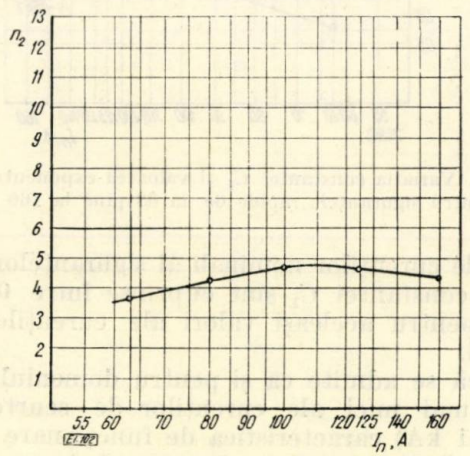


Fig. 4. Variația exponentului n_2 pentru siguranțele rapide de la 63 A pînă la 160 A.

tivitatea dintre două siguranțe fuzibile, montate în serie, este necesar ca valoarea cantității de energie necesară perioadei de încălzire pînă la topire, pentru siguranța situată în amonte, să nu fie atinsă în procesul de funcționare a siguranței aflate în apropierea locului scurtcircuitului.

Din caracteristicile curent-timp de topire expuse în figura 1, cu ajutorul relației (4) și

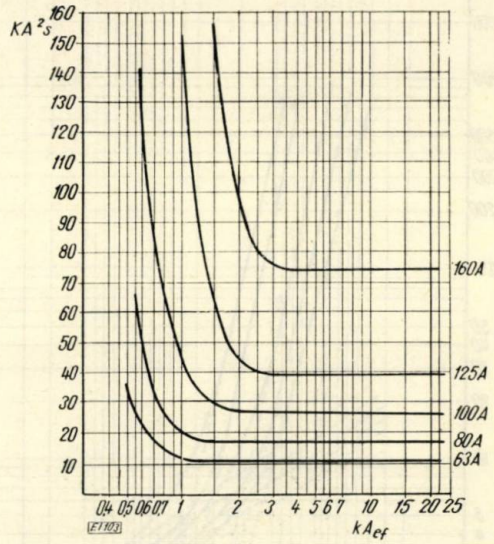


Fig. 5. Valorile medii ale integralei $\int i^2\,dt$ funcție de curentul de scurtcircuit I_{ef} ale siguranțelor rapide 63—160 A.

cunoscînd secțiunea strangulată a elementului fuzibil, s-au calculat valorile $\int_0^t i^2\,dt$ pentru procesul total de topire (pînă la vaporizare), pentru diferite valori ale curenților de scurtcircuit.

În figura 5 sînt redate curbele $\int i^2\,dt = f(I_{ef})$ valori medii, pentru siguranțele rapide de 63 — —160 A. În această diagramă se poate constata că valorile $\int i^2\,dt$ sînt constante pentru curenți de scurtcircuit pînă la o anumită valoare în raport cu valoarea curentului nominal al siguranței.

Punctul de unde această valoare începe să crească indică manifestarea pierderilor de căldură în mediul înconjurător. În diagrama din figura 6 se indică, ca multiplul curentului nominal, valoarea curentului de scurtcircuit, cînd procesul termic al elementului fuzibil nu mai este adiabatic.

O altă indicație a diagramei din figura 5 este că valorile $\int i^2\,dt$ ale unei siguranțe sînt inferioare celor ale siguranței cu un curent nominal superior. În tabela 3 se indică valorile acestea pentru $I_{sc} = 4 - 22$ kA_{ef} pentru toate siguranțele (63—160 A), iar în tabela 4 se indică comparativ în kA^2s valorile pentru

prima perioadă de încălzire pînă la topire (circa 74% din valoarea totală).

Din comparația valorilor indicate în tabelele 3 și 4 se constată că, pentru două siguranțe

Tabela 3

I_n, A	63	80	100	125	160
$\int i_{top}^2 \, dt$, kA²s	11	17	27	39	74

Tabela 4

I_n, A	63	80	100	125	160
$\int i_{top}^2$, kA² s	8,14	12,6	20	29	54,8

consecutive, diferența dintre cantitatea de energie necesară încălzirii pînă la topire a siguranței inferioare și aceea necesară topirii pînă la vaporizare pentru siguranța inferioară se situează între 7% și 40% față de valoarea primei energii. Aceasta face posibilă realizarea selectivității.

Tot în diagrama din figura 5 se arată creșterea rapidă a cantității de energie necesară topirii elementului fuzibil la curenți de scurtcircuit cu valori sub 2 —3 kA. Se constată că cedarea de căldură mediului înconjurător este apreciabilă. Desigur, că prin cedarea unei părți a căldurii produse de elementul fuzibil, timpul de topire va crește. Acest lucru se întîmplă în ambele siguranțe montate în serie, cu deosebirea că aceste cantități de căldură pot fi substanțial diferite în anumite cazuri.

Din cele expuse se deduce că determinarea selectivității unui grup de siguranțe din caracteristicile curent-timp de topire prezentate curent nu poate fi asigurată pe întregul traseu al caracteristicii.

O altă cauză care poate influența obținerea unei selectivități dorite este gradul de limitare a curentului de scurtcircuit. Există sisteme de distribuție în care puterea de scurtcircuit este relativ redusă. Condiția asigurării unui efect limitativ ridicat impune un timp redus de topire, ceea ce constituie o problemă serioasă în rezolvarea condițiilor de funcționare a unor siguranțe eșalonate.

Pentru a înlătura unele inconveniente ale modului curent de prezentare a caracteristicilor de funcționare s-a propus [5], [9] un termen nou al timpului de topire „timpul virtual", care reprezintă timpul de topire rezultat din calcul pe baza căruia se determină caracteristica de funcționare curent-timp de topire.

Relația timpului virtual propusă este:

$$t_V = \frac{\int i^2 \, dt}{I^2},$$

$\int i^2 \, dt$ fiind mărimea care precizează cantitatea de energie necesară topirii, iar I, curentul eficace

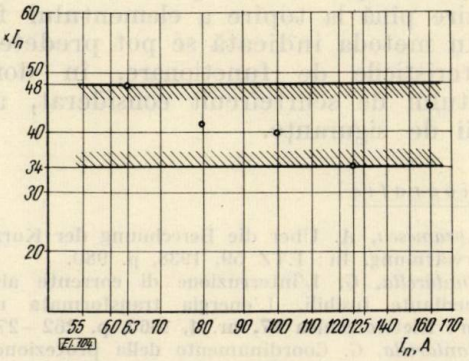


Fig. 6. Limitele (în multiplul curentului nominal al siguranțelor) în care procesul termic ale elementului fuzibil este adiabatic.

simetric (curent prezumat) de scurtcircuit sau suprasarcină.

Caracteristicile exprimate în „timpi virtuali" prezintă avantajul că selectivitatea care intervine între siguranțe fuzibile poate fi determinată pînă la un punct prin controlul curbelor.

Dezavantajul esențial al acestei metode este că „timpul virtual" nu are nici o semnificație în cazul coordonării siguranțelor limitatoare cu alte dispozitive de întrerupere.

Pentru comparație este necesar să se cunoască valorile $\int i^2 \, dt$ reale atît de topire, cît și totale pentru siguranță, timpul total de funcționare pentru întreruptor. Un alt inconvenient îl constituie faptul că valorile „timpilor virtuali" sînt mult mai reduse decît timpii reali, la suprasarcini, ceea ce produce confuzii.

Trasarea caracteristicii de funcționare curent-timp de topire, în modul arătat anterior, este utilă pentru predeterminarea caracteristicilor de funcționare a unui grup de siguranțe care fac parte din același tip constructiv. Cunoașterea cîtorva puncte, determinate experimental, în domeniul curenților de scurtcircuit considerat anterior, pentru două siguranțe cu valori de curent nominal extreme, permite trasarea cu suficientă exactitate a caracteristicilor celorlalte siguranțe. Desigur că pentru această trasare sînt necesare calculul valorilor $\int i_{top}^2 \, dt$, aprecierea acestor valori pentru prima perioadă a topirii procesului termic, determinarea secțiunii elementului fuzibil în raport cu gradul de selectivitate și cu efectul de limitare etc.

Concluzii

În încheiere se constată că procesul termic al elementului fuzibil încetează de a mai fi adiabatic pentru timpii de topire mai mari de 3÷4 ms. În criteriile de selectivitate, în afara rolului pe care îl are timpul total de funcţionare, trebuie acordată o atenţie deosebită primei perioade a procesului termic de încălzire pînă la topire a elementului fuzibil.

Prin metoda indicată se pot predetermina caracteristicile de funcţionare, în domeniul curentului de scurtcircuit considerat, a unei familii de siguranţe.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Über die Berechnung der Kurzschlusserwärmung. In: ETZ 59, 1938, p. 980.

[2] *Cantarella, G.* L'interruzione di corrente alternanta mediante fusibili. L'energia transformata nell'arco. In: Elettrotecnica **47**, nr. 4, 1960, p. 262–270.

[3] *Cantarella, G.* Coordinamento della protezione contro sovracorrenti mediante fusibili. In: Elettrotecnica **49**, nr. 12, 1962, p. 933–936.

[4] *Carlson, M. S* şi *Edmunds, W. H.* Coordination of current-limiting fuses and low-voltage air circuit breakers. In: AIEE Transactions Power, part. III, vol. **75**, 1956, p. 1038–1048.

[5] *Dean, R. H.* The limitation of fault current, power and energy by cartrige fuse links. In: Electrical Energy, vol. **2**, nr. 2, 1958.

[6] *Fankhauser, F.* Échellonement selectif des coupe-circuit à fusible. In: Bull. ASE, tom **40**, nr. 6, 1949, p. 150–151.

[7] *Horlopan, Gh.* Comutator program pentru încercarea aparatajului de comutaţie. In: Electrotehnica **7**, nr. 4, 1954, p. 135–139.

[8] *Pesici, M.* Serii speciale de siguranţe de joasă tensiune cu mare capacitate de rupere. In: Electrotehnica **13**, nr. 5, 1965, p. 186–191.

[9] * * * Règles de la CEI pour coupe-circuits à fusibles pour tensions inférieures ou égales à 1000 V au courant continu et courant alternatif. Publ. 66–1953.

[10] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sisteme electroenergetice. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[11] * * * Schweizerische Normen-Vereinigung, 24482.

[12] *Toniolo, S. B.* şi *Cantarella, G. O* La Pratica delle prove di interruzione sui fusibili per corrente alternata bassa tensione. In: Elettrotecnica **49**, nr. 1, 1962.

Intrat în redacţie la 27. XI. 1966

RECENZII

CZ 621.313

C. Lazu. **Maşini electrice.** Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1966, 727 pag.

După cum se arată în prefaţă, această lucrare reprezintă reunirea celor două volume consacrate studiului maşinilor electrice în ediţiile anterioare. Problemele principale au fost însă restrînse şi sistematizate, astfel încît lucrarea apare ca un tot unitar, logic şi coerent.

Lucrarea este împărţită în şapte părţi subgrupate în 49 capitole şi o parte introductivă.

Partea întîi este consacrată examinării maşinilor de curent continuu, conţinînd 12 capitole. Trebuie remarcate succesiunea logică a noţiunilor, claritatea expunerii şi execuţia figurilor. La sfîrşitul acestei părţi sînt tratate succint, însă foarte clar, maşinile electrice speciale de utilizare mai largă: maşina omopolară, maşinile de curent continuu cu cîmp transversal, maşinile amplificatoare, generatorul cu trei perii.

Partea a doua este consacrată expunerii problemelor transformatoarelor electrice, materialul fiind grupat în opt capitole.

Teoria transformatorului monofazat se abordează considerînd regimul de funcţionare general, stabilindu-se ecuaţiile de funcţionare în cele două forme (fizică, tehnică), care apoi se particularizează pentru celelalte regimuri.

Problema funcţionării în paralel a transformatorului beneficiază de o expunere foarte clară şi completă.

Astfel, se examinează funcţionarea în paralel a transformatoarelor cînd acestea sînt de puteri diferite, au tensiuni nominale de scurtcircuit diferite, aparţin la grupe de conexiune diferite. În ultimul capitol se examinează transformatoarele speciale: cu trei înfăşurări, autotransformatorul, transformatorul cu reglaj sub sarcină, transformatorul de curent, de sudură, de fază, de încercări la înaltă tensiune.

Partea a treia, intitulată „Fenomenul termic în funcţionarea maşinilor electrice" (capitolele 21 şi 22), tratează problemele încălzirii şi răcirii maşinilor electrice şi transformatoarelor.

Partea a patra tratează fenomenele comune ale maşinilor de curent alternativ în cuprinsul a trei capitole: înfăşurările maşinilor de curent alternativ; tensiunile electromotoare induse în înfăşurările de curent alternativ; tensiunile magnetomotoare produse de înfăşurările de curent alternativ.

Partea a cincea este consacrată maşinii sincrone. În această parte se studiază: generalităţi asupra maşinilor sincrone; reacţia indusului maşinii sincrone în sarcină simetrică; diagramele fazoriale de funcţionare a generatorului sincron; regimurile asimetrice de funcţionare; conectarea în paralel a generatoarelor sincrone; motorul sincron; oscilaţiile maşinilor sincrone; scurtcircuit brusc simetric trifazat la bornele maşinii în gol. Întreg capitolul 35 este consacrat examinării comutatoarei.

Partea a şasea tratează maşina asincronă: generalităţi asupra maşinilor asincrone; studiul funcţionării motorului asincron; cuplurile maşinii asincrone; diagrama cercului maşinii asincrone; metode de pornire a motoarelor asincrone; motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit de construcţie specială; reglajul turaţiei motoarelor asincrone trifazate; funcţionarea maşinii asincrone trifazate în regim de generator şi frînă; funcţionarea maşinii asincrone într-un regim de tensiune variabilă şi frecvenţă constantă, de tensiune constantă şi frecvenţă variabilă, în regim asimetric.

Partea a şaptea este consacrată examinării maşinilor de curent alternativ cu colector: monofazate, trifazate, cum şi motoarelor asincrone compensate şi compensatoare de fază.

Examinarea lucrării, prin dozarea judicioasă a problemelor, exprimarea clară şi sugestivă, expresivitatea figurilor, fac, dovada unei bogate şi valoroase experienţe a autorului, care neîntrerupt, cu fiecare ediţie nouă, certifică o nouă afirmare de prestigiu, nu numai personal, cum şi al întregii ştiinţe electrotehnice, nu numai didactic şi editorial, ci şi ştiinţific.

Nu încape îndoială că această lucrare va aduce o contribuţie preţioasă la instruirea noilor generaţii de ingineri electrotehnicieni şi energeticieni, care vor rezolva cu succes sarcinile tehnico-ştiinţifice pe care le pune îndeplinirea obiectivelor planului cincinal în acest domeniu.

V. N. Nedelcu

CZ 621.316.519.001/2

* * * **Proiectarea, construcţia şi exploatarea aparatelor electrice** În: Revue Brown Boveri, nr. 4—5, 1966, p. 267—377.

În zece articole se discută unele aspecte teoretice şi practice referitoare la proiectarea, construcţia, exploatarea şi comportarea izolaţiei aparatelor electrice destinate să funcţioneze în reţele electrice de foarte înaltă tensiune. Problemele tratate se referă la sesiunea CIGRÉ 1966. În continuare se dau titlurile şi rezumatele articolelor.

1. H. Glavitsch. Consideraţii asupra supratensiunilor de comutaţie în reţele de înaltă tensiune (Considérations sur le problème des surtensions de manoeuvre dans les réseaux à très haute tension).

Se tratează următoarele probleme: importanţa supratensiunilor de comutaţie; izolaţia liniilor şi a aparatajului de înaltă tensiune (500—750 kV); cauzele formării supratensiunilor şi studierea comportării întreruptoarelor şi a transformatoarelor.

2. H. J. Vorwerk. Suportarea supratensiunilor de manevră de izolaţia întreruptoarelor şi a aparatelor de secţionare faţă de pămînt (La tenue, aux surtensions de manoeuvre de l'isolation des disjoncteurs et sectionneurs par rapport à la terre).

După o scurtă prezentare a problemei, în care se arată stadiul cercetărilor, se insistă asupra încercărilor efectuate asupra diverselor tipuri de izolatoare care se folosesc la întreruptoare şi descărcătoare electrice. Se comentează rezultatele practice obţinute din măsurări pentru două tipuri de întreruptoare şi două tipuri de aparate pentru secţionare folosite la 420—550 kV.

3. M. Chiristoffel. Încercări la supratensiuni a transformatoarelor şi bobinelor de reactanţă (Essai de tenue des transformateurs et bobines d'inductance aux surtensions de manoeuvre).

După o prezentare generală, se dau relaţiile de calcul ale supratensiunilor de manevră, arătîndu-se modul de deducere pe baza unor scheme cu constante concentrate. Se experimentează diverse scheme şi se oscilografiază amplitudinea supratensiunilor provocate la bornele transformatoarelor şi bobinelor de reactanţă.

4. E. Sarbach. Limitarea supratensiunilor de comutaţie cu ajutorul descărcătoarelor şi influenţa mărimilor caracteristice ale reţelelor asupra condiţiilor la care sînt supuse descărcătoarele (Limitation des surtensions de manoeuvre par les parafoudres sur les conditions auxquelles ces parafoudres sont soumis).

Se tratează următoarele aspecte: caracteristica de amorsare a descărcătorului la înaltă tensiune, influenţa ionizaţiei prealabile, influenţa repartiţiei tensiunii impuse de rezistenţă şi capacitate. Se arată, pe bază de experimentări, modul de comportare a descărcătoarelor de foarte înaltă tensiune (460 kV) şi se dau o serie de indicaţii practice utile.

5. J. Schneider şi *R. Petitpierre.* Noua serie de disjunctoare pneumatice pentru nivele foarte înalte de tensiune şi putere (Nouvelle série de disjoncteurs pneumatiques pour les niveaux les plus élevés de puissance et de tension).

Prezentarea problemei precede aspectele legate de construcţia unor disjunctoare de mare putere, care vor funcţiona la 420—500 kV. Se indică schema de conexiuni pentru două tipuri uzuale de disjunctoare pneumatice. Se arată părţile componente ale aparatului, insistîndu-se în special asupra camerelor de stingere. Întreruptoarele descrise vor funcţiona la 245, 500 şi 750 kV. Se dau caracteristicile principale obţinute pe modele pentru întreruptoare cu puteri de 5 000—60 000 MVA.

6. G. Köppl şi *P. Geng.* Asupra determinării tensiunii tranzitorii de restabilire din reţele trifazate simetrice (Sur la détermination de la tension transitoire de retablissement dans les réseaux triphasés symétriques).

Consideraţiile teoretice se referă la diverse scheme de calcul ale reţelei trifazate cu elemente concentrate cînd apar defecte singulare sau simultane cu ajutorul cărora se calculează tensiunea de revenire. Se prezintă apoi 12 scheme pe care s-au făcut măsurări, comparîndu-se datele experimentale cu cele calculate. Concluziile sînt de interes practic imediat pentru tensiuni de 15—500 kV.

7. E. A. Frowein şi *H. P. Szente-Varga.* Posturi blindate cu izolaţie SF_6 (Postes blindés avec isolation SF_6).

Se prezintă o nouă variantă de proiectare şi construcţie a instalaţiilor de cuplaj, în care toate elementele sînt blindate cu izolaţie de hexafluorură de sulf SF_6. O astfel de izolaţie permite stingerea arcului şi transmiterea imediată a căldurii. Se descriu elementele unor asemenea instalaţii pentru tensiuni de 245 kV.

8. H. Hartmann. Transformatoare de curent pentru reţele de foarte înaltă tensiune (Transformateurs de courant pour réseaux à très haute tension).

Se arată pe scurt principiile de construcţie a transformatoarelor de curent, care răspund satisfăcător condiţiilor impuse în exploatare. Se descrie apoi o nouă variantă de proiectare şi construcţie a transformatoarelor de curent, care vor fi conectate la tensiuni de 245—750 kV.

9. B. Genert. Aparataj pentru telemăsură continuă de tipul I.F.F.M. (Appareillage pour la télémesure continue type I.F.F.M.).

Un nou tip de aparataj complet transistorizat începe să fie folosit în telemăsură pentru înregistrarea la distanţă a puterii, tensiunii curentului, unghiului de fază, frecvenţei. Noile aparate au o precizie mare dînd erori maxime de circa 1%.

10. X. Vogel. Redresoare cu siliciu pentru înlocuirea rapidă a mutatoarelor în substaţiile de tracţiune (Rédresseur au silicium pour le remplacement rapide de mutateurs dans lessous-stations de traction).

Se descriu noile tipuri de redresoare cu siliciu, arătîndu-se unele avantaje, ca de exemplu: punerea în funcţiune imediată chiar la temperatură coborîtă; randamente mai ridicate cu 2—4% faţă de mutatoare; cheltuieli de întreţinere minime; răcire naturală pînă la temperatura mediului ambiant de 45°C.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 537.2 *Electricitate statică*

CZ 537.211 + 217

Felici, N. I. **Forţele şi sarcinile unor obiecte mici în contact cu un electrod afectat de un cîmp electric.** (Forces et charges de petits objets en contact avec une électrode affectée d'un champ électrique). În : Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 10, oct 1966, 9 fig.

După o scurtă introducere se arată că în diverse experienţe de electrostatică şi, în special, în aplicaţiile industriale se folosesc electrozi plani sau uşor curbaţi supuşi unui cîmp electric cu ajutorul cărora se reţin unele particule sterile din materialul supus trierii. Este interesant să se cunoască forţa care acţionează asupra unei particule de o anumită formă şi conductibilitatea elementelor şi sarcina electrică pe care o preia particula cînd se desprinde de electrod.

Partea teoretică a problemelor se rezumă la deducerea relaţiilor pentru forţa de atracţie şi sarcină, care apar în diverse cazuri clasice. Se scriu apoi relaţiile pentru forţa şi sarcină, cînd obiectul de triere are forma unei semisfere, unui cilindru circular culcat, sferă şi un semielipsoid. Pentru fiecare caz se trasează curba de variaţie a forţelor şi a sarcinilor care apar în funcţie de elementele caracteristice ale instalaţiei utilizate. Se dau rezultatele calculate pentru fiecare tip de obiect studiat, cînd electrozii care le învecinează sînt supuşi unui cîmp electric uniform.

Automatizarea unor astfel de calcule pentru forţele şi sarcinile electrice ale obiectelor mici în prezenţa unor electrozi supuşi unui cîmp s-ar putea face dacă s-ar găsi o interdependenţă între toate regiunile cîmpului studiat.

A.C.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.013.24

Quichard, G. **Aplicaţii în electrotehnică a fenomenelor magnetoelectrice din semiconductoare** (Applications à l'électrotechnique des phénomènes magnétoélectriques dans les semiconducteurs). În : Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 11, 1966, p. 1306—1318, 25 fig., 20 ref. bibl.

După prezentarea succintă a fenomenelor magnetoelectrice care au loc într-un semiconductor izotrop se prezintă două aplicaţii — pe de o parte un multipol pe baza efectului Hall folosit ca dispozitiv de demaraj şi reglarea vitezei unui motor asincron cu rotorul imprimat, iar pe de altă parte, elemente magnetorezistive care înlocuiesc colectorul unui motor de curent continuu.

Problemele tratate se referă la :

a) Definirea efectului magnetorezistiv şi a efectului Hall,

b) Studiul multipolului cu efect Hall.

c) Efectul magnetorezistiv de tip Hall.

d) Aplicarea rezultatelor la un motor asincron monofazat tip Hall şi cu rotor imprimat.

e) Aplicarea concluziilor teoretice la un motor de curent continuu fără colector.

f) Influenţa curenţilor Foucault asupra supravoltării unui bobinaj imprimat.

g) Relaţii între admitanţele ciclice a doi multipli complimentari.

Se reproduc schemele şi se dau montajele care au stat la baza experienţelor efectuate. Sînt reproduse o serie de diagrame care arată modul de variaţie a mărimilor caracteristice ale motoarelor electrice studiate.

A.C.

CZ. 620.178.3.621.312

Himmler, G. şi Klaus van de Loo. **Posibilităţi pentru încercări la vibraţii şi şoc ale aparatajelor electrice** (Möglichkeiten der Schwimmungs- und Stossprüfung elektrischen Geräte). In : ETZ-B, nr. 21, oct. 1966, p. 798—800, 6 fig., 1 grafic.

Se atrage, în primul rînd, atenţia asupra necesităţii încercării dinamice a pieselor şi aparatelor din electrotehnică, dîndu-se ca exemplu din acest punct de vedere nu numai aparatajele electrice din autovehicule, prese etc., ci şi solicitările din timpul transportului. Necesitatea menţinerii neschimbate, cît mai mult timp, a calităţilor produselor electrotehnice a creat tot felul de aparataje, unele pentru controlul în laborator, altele pentru verificarea în timpul exploatării. O primă figură ne arată o masă vibrantă de control cu excitaţie mecanică. Sînt descrise două variante cu arc şi alta folosind inerţia unor roţi cu sens diferit de rotire. Ambele aparate au lîngă piesele de bază (de funcţionare) dispozitive de precizie pentru măsură : Aparatul lui Föppel, meroscoape, frecvenţmetre, instrumente de măsurat amplitudinea etc. Aceste mese servesc la verificarea aparatajelor electrice şi electronice, a sudurilor, a legăturilor prin înşurubare, a pieselor din industria iluminatului (lămpi incandescente sau fluorescente), la simularea solicitărilor de transport etc.

Mesele vibrante cu excitaţie electrodinamică se bazează pe principiul difuzorului dinamic. Bobina vibrantă este excitată prin intermediul mai multor amplificatoare. Dispozitivul, avînd o gamă mai largă de frecvenţe, se utilizează la controlul aparatelor cu frecvenţe mai ridicate (3—10 kHz).

În cazurile în care un control cu vibraţii sinusoidale sau nesinusoidale nu este suficient şi unde maşinile sau instrumentele de verificat sînt supuse unor şocuri cu acceleraţii diferite, se recurge la instalaţii speciale. În text şi în figură este arătat un asemenea dispozitiv, unde piesa de examinat (în cazul de faţă un electromotor) este ridicată printr-o roată cu circumferinţa curbată (neregulată), căzînd apoi pe o nicovală pentru provocarea şocului. Căderea liberă poate fi amplificată prin arcuri care sînt întinse în timpul ridicării obiectului verificat.

Gh. C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.2.012.7

Marty, M. **Prezentarea generală a proprietăţilor maşinilor heteropolare de curent continuu cu ajutorul unei suprafeţe caracteristice** (Présentation générale des propriétés des machines hétéropolaires à courant continu à l'aide d'une surface caractéristique). În : Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 11, 1966, p. 1288—1294.

Se arată rolul pe care îl are o suprafaţă caracteristică pentru reprezentarea regimului de funcţionare a maşinilor electrice de curent continuu. Prin acest procedeu se poate studia maşina în ansamblu, punîndu-se în evidenţă variaţia unor mărimi de bază. Astfel, se arată cum se modifică o serie de caracteristici mecanice la schimbarea modului de excitaţie a maşinii. Se fac consideraţii şi asupra variaţiilor de viteză ; asupra reversibilităţii. După o scurtă introducere se prezintă ecuaţiile de funcţionare a maşinii. Se exprimă viteza în funcţie de tensiune şi cuplu şi se reprezintă grafic funcţia obţinută. Din reprezentarea grafică a vitezei în funcţie de flux se extrag o serie de diagrame parţiale care se folosesc apoi la studiul unor maşini ca : motorul cu excitaţie independentă, generatorul shunt ; serie şi cel cu excitaţie compound.

Se dă pentru fiecare mod de excitaţie caracteristica de variaţie a cuplului în funcţie de viteză. Suprafaţa caracteristică studiată permite punerea în evidenţă a principalilor parametri ai maşinii electrice de curent continuu, cînd punctul de funcţionare este mobil pe curbele trasate experimental.

A. C.

CZ 621.313.322-81

Diedrich Harms. **Turbogeneratoare — istorie și perspective** (Turbogeneratoren — Rückblick und Ausblick). În: ETZ-B, nr. 20, oct 1966, p. 764—770, 1 tabelă, 3 grafice, 10 fig.

Cerîndu-se o permanentă creștere a puterii generatoarelor și, prin aceasta, o mărire a solicitărilor mecanice, s-a trecut de la execuția cu doi poli (uzuală la începutul secolului), la generatoarele cu patru și șase poli, înainte și după primul război mondial. S-a revenit apoi întîi — în Europa și apoi în S.U.A. — la execuția generatoarelor bipolare, ameliorîndu-se elementele de construcție relativ atît la încărcarea specifică, cît și a funcțiunilor ce o au de îndeplinit. Concomitent s-au putut reduce prețul de cost și cel de exploatare (v. graficul). Întrucît puterea acestor mașini depinde în ultimă analiză de curenții din rotor și stator și cum diametrul rotorului este limitat de forțele centrifugale, străduințele constructorilor s-au axat pe reducerea pierderilor termice (prin ameliorarea răcirii) și pe evacuarea acestor pierderi.

Dacă randamentul generatoarelor la primă sarcină s-a putut urca de la 95—96% (cît era în 1920), la 98,5%, aceasta se datorește înlocuirii aerului de răcire cu hidrogen — care, avînd o densitate mult mai redusă — scade pierderile de frecare a rotorului și a ventilației necesare evacuării hidrogenului la 1/10 față de valorile anterioare. Pierderile de scurtcircuit în stator s-au dovedit a fi produse în cea mai mare parte în capetele statorului și au fost și ele reduse prin măsuri constructive. În diferite secțiuni este arătată evoluția construcției bobinajului la stator și rotor la diferite întreprinderi.

În domeniul evacuării căldurii produse în rotor sînt descrise și prezentate în secțiuni diferite variante ale răcirii directe a conductorilor, unde căldura este transmisă direct hidrogenului (fără intercalarea izolației), aici deosebindu-se două metode diferite: spațiul liber între conductorii rotorului și ancoșă sau conductori tubulari prin care circulă hidrogenul de răcire. În privința statorului, se arată că pentru evacuarea căldurii s-au obținut rezultate incomparabil mai bune, utilizîndu-se pentru evacuarea căldurii lichide (ulei și în special apă), care, în locul hidrogenului, circulă prin conductorii tubulari ai statorului.

În scopul asigurării exploatării la rotoarele mari de astăzi (puteri ale generatoarelor de circa 1 000 MVA) sînt tratate apoi: influența forțelor centrifugale și realizarea echilibrului lor la rotor, fixarea celor două capace ale bobinajului rotorului și, în sfîrșit, oscilațiile produse în stator prin variația periodică a inducției.

Gh. C.

CZ 621.313.333.2.042.1/4

Pelenc, Y., Pillet, E., Poloujadoff, M., Rémy, E. și Reyx, P. **Influența întrefierului asupra caracteristicilor motoarelor asincrone polifazate liniare** (Influence de l'entrefer sur les caractéristiques des moteurs asynchrones polyphasés linéaires). În: Rev. Gén. Elect., tom. **75**, nr. 11, 1966, p. 1300—1305, 11 fig., 10 ref. bibl.

După prezentarea, pe scurt, a principiilor de funcționare a motoarelor cu inducție liniară, se examinează condițiile de utilizare a acestor tipuri de motoare în cadrul tracțiunii electrice. Pentru aceste aplicații întrefierul are un rol deosebit. Se studiază acest aspect, indicîndu-se principalele caracteristici ale motorului și, în special, se arată modul de determinare a puterii specifice care este comparabilă cu aceea a motorului clasic. Se descrie motorul studiat și se indică schemele de funcționare. Se compară motorul asincron rotativ cu cel liniar. Se arată modul în care poate fi folosit un motor asincron liniar la tracțiunea electrică. Se indică dispozitivele speciale care se adoptă la un asemenea motor în cazul vehiculelor ghidate. Se arată și se descrie prototipul experimental al unui motor liniar polifazat cu o pereche, cu două perechi sau cu trei perechi de poli. Se indieă ecuațiile de funcționare și caracteristica externă. Se descriu unele tipuri de motoare de 20 kW, care au o viteză de sincronism de 70 km/h, și de 200 kW, cu viteza de sincronism de 200 km/h.

A.C.

CZ 621.316 *Distribuția energiei electrice. Reglarea măsurilor electrice*

CZ 621.316.718.1—83.024

Kammerling, W. **Acționarea de curent continuu controlată** (Gesteuerter Gleichstromantrieb). În ETZ-B, nr. 21, 1966 p. 801—802, 1 grafic, 1 schemă, 1 fig.

Automatizarea crescîndă pune deseori problema ca partea mobilă să aibă o poziție dinainte definită la terminarea mișcării. Se dau cîteva exemple în care mișcarea are loc între două poziții finale: dispozitive de avans, uși pendulare, bariere, acționări de supape etc. Mișcările pendulare se realizează în unele cazuri cu suficientă precizie printr-o viteză relativ redusă a maselor pendulante și printr-o limitare a greutății și deci a inerției acestora, astfel ca puterea de frînare de la sfîrșitul cursei să se reducă și ea la un minimum. Cînd se lucrează cu viteze mari și opriri bruște, ceea ce solicită în mod exagerat dispozitivele de acționare, se recurge deseori la variația vitezei în funcție de spațiul parcurs: $v = -\frac{ds}{dt} = c_1 \cdot s$ sau $s = c_2 \cdot e^{-\gamma t}$, respectiv la mișcările circulare: $\varphi = -\frac{\varphi d}{dt} = c_3 \cdot \varphi$ sau $\varphi = c_4 \cdot e^{-rt}$.

Valorile $s = 0$ sau $\varphi = 0$ s-ar obține abia cînd $t = \infty$. De aceea, în practică nu se respectă exact dependența liniară dintre viteză și spațiu, ci se scade viteza spre sfîrșitul cursei pînă aproape de 0, oprind apoi dispozitivul în mișcare printr-o lovire slabă.

Procedeul se realizează ușor cu ajutorul unui motor de curent continuu cu excitația în derivație, al cărui indus își primește tensiunea de la un transformator de reglaj cu șimbure circular. Dacă în poziția finală — cînd motorul este oprit — curentul din indus este apropiat de curentul nominal, se poate menține momentul nominal al motorului un oarecare timp, astfel ca dispozitivul acționat să-și îndeplinească perfect misiunea. O schemă electrică și descrierea acesteia demonstrează cum viteza electromotorului este controlată în funcție de distanța dispozitivului acționat, față de punctul de oprire al acestuia. Dispozitivul reunește avantajele unei viteze mijlocii ridicate și ale unei opriri lente în apropiere de punctul final.

Articolul se încheie cu o aplicație a sistemului la alimentarea unei prese hidraulice cu blocuri de aluminiu scoase din cuptorul de preîncălzire.

Gh.C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.333.4.048.8.028.4

Buvier, B. și Morel, J. F. **Măsurarea gradului de umiditate a unei izolații complexe prin experimentări în foarte joasă frecvență** (Mesure du taux d'humidité dans une isolation complexe par des mesures en très basse fréquence). In: Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 11, 1966, p. 1259—1278, 36 fig., 6 ref. bibl.

Metodele de măsurare pe cale electrică a gradului de umiditate a unei izolații complexe se pot clasifica în două mari categorii:

a) Măsurarea variației impedanței, unei izolații date, în funcție de frecvență;

b) Măsurarea în funcție de timp a curentului care traversează izolația după aplicarea tensiunii.

Aceste metode sînt aplicate fără restricții la măsurători, dar trebuie să fie riguros studiate cînd precizia cerută la experimentări este mare.

Studiul efectuat se referă atît la partea teoretică a metodelor de măsurare a gradului de umiditate, cît și la aspectele practice. Se prezintă metoda celor trei frecvențe aplicate la diverse cazuri mai frecvent întîlnite în practică. Se dau relațiile de calcul al unei capacități cu două straturi dielectrice și se determină impedanța izolației cu două straturi.

Se dau schemele de măsură şi se precizează domeniul lor de folosire. Se reproduc curbele de variaţie a capacităţilor unei izolaţii cu două straturi în funcţie de gradul de umiditate şi de temperatură.

A.C.

CZ 621.317.331.027.5 :615.315.615

T a r i s, F. şi G u i z o n n i e r, R. **Conductivitatea unor lichide izolatoare sub tensiune continuă de la 20 la 100 kV** (Conductibilité des liquides isolants sous tensions continues de 20 à 100 kV). În : Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 11, 1966, p. 1295—1299, 8 fig., 12 ref. bibl.

Se expun rezultatele unui studiu detaliat referitor la repartizarea potenţialului pe intervalul de 1—4 cm cuprins între doi electrozi situaţi în diferite lichide izolatoare, fiind supuse la diferenţe de potenţial diferite. Se reprezintă curentul iniţial în funcţie de tensiunea aplicată, plecîndu-se de la expresii de formă parabolică. Ipoteza de calcul s-a confirmat experimental.

După prezentarea stadiului de cercetare în problema analizată se descrie dispozitivul experimental folosit. Generatorul electric folosit a fost de tip electrostatic, care dădea o tensiune cuprinsă între 20 şi 120 kV. Două din încercările efectuate au folosit puneri succesive la pămînt ale unui electrod şi aplicarea unui potenţial întîi pozitiv şi apoi negativ. În cadrul experienţelor efectuate s-a ţinut seamă de influenţa temperaturii asupra curentului ce traversează lichidul izolator. Temperatura lichidului a variat între 30 şi 40°C. Se compară rezultatele obţinute cu unele date rezultate din practică.

A. C.

CZ 621.317.318

L e u z i n g e r, S. şi G a l a n d, J. **Măsurarea intensităţii descărcărilor parţiale tip 472** (Mesureur d'intensité de décharges partielles type 472). În : Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 10, oct 1966, p. 1161—1177, 12 fig., 11 ref. bibl.

Se arată funcţionarea şi performanţele unui nou dispozitiv pentru măsurarea intensităţii curentului la descărcări parţiale. Aparatul permite determinarea simultană a sarcinilor aparente ale impulsurilor vizuale cu ajutorul unui osciloscop. Cu acest prilej se pune la punct un generator destinat calibrajului circuitului de măsură. Se definesc şi se calculează debitul cvadratic, polaritatea şi amplitudinea oscilaţiilor care apar la descărcările parţiale. Se indică şi se descrie prototipul aparatului. Se discută schema sinoptică generală, arătîndu-se poziţia fiecărui element. Schema se împarte în trei secţiuni : cvadratura, măsurătoarea şi oscilografierea. După indicarea principalelor caracteristici ale fiecărui element din cele trei secţiuni se fac consideraţii teoretice şi practice privind generatorul de calibraj.

Cele trei anexe ale articolului cuprind în ordine : descrierea şi analiza funcţionării dispozitivului de măsurare ; descrierea şi analiza dispozitivului de oscilografiere şi reducerea factorului de calibraj.

A.C.

CZ 621.362 *Pile termoelectrice*

CZ 621.362.002

V a n l e u g e n h a g e, C. **Aspecte tehnice ale pilelor de combustie** (Aspects techniques des piles à combustible). În : Bulletin de la Société Royale Belge des Électriciens, nr. 3, 31 oct. 1966.

Se prezintă cîteva aspecte fundamentale privitoare la structura pilelor de combustie, termodinamica lor, randamentul şi modul de exploatare. Se dau principalele caracteristici pentru următoarele tipuri de pile :

a) Pilele cu electrozi mobili sau cu membrană, care lucrează la temperaturi coborîte.

b) Pilele care funcţionează la temperaturi medii şi înalte ;

c) Pilele de tip Rodex şi cele biologice.

Se arată avantajele pilelor de combustie şi se insistă asupra funcţionării continue şi fără zgomot ; problemele de poluare a atmosferei favorizează folosirea pilelor ; realizarea într-o gamă largă de putere fără diferenţe sensibile în privinţa randamentului, preţului şi volumului specific, demaraje instantanee cînd pilele funcţionează la temperatura mediului ambiant, cheltuieli de întreţinere reduse. Aceste avantaje fac ca pilele de combustie să aibă o largă perspectivă, deşi în prezent tensiunea sub care lucrează este relativ scăzută. Se arată diverse aplicaţii ale pilelor de combustie în funcţie de puterea necesară şi se indică principalele domenii în care se folosesc sau urmează a se utiliza într-un viitor apropiat instalaţii cu pile de combustie de puteri de la 10 kW — 1 000 kW.

A.C.

CZ 628.971.6 *Iluminatul străzilor*

CZ 628.971.6 :624.19

* * * **Iluminarea tunelurilor rutiere** (Éclairage des tunnels routiers). În : Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 10, oct 1966, p. 1178—1200.

Problemele cuprinse în cele patru articole care tratează iluminarea tunelurilor rutiere sînt următoarele.

1. Antoine, I. Unele realizări în iluminarea tunelurilor rutiere (Quelques réalisations d'éclairage de tunnels routiers). Progresul tehnic în domeniul iluminatului electric a făcut necesară schimbarea sistemului de iluminat al tunelurilor rutiere. Astfel, se utilizează reflectoare închise ermetic, la un cost relativ redus, cu cheltuieli de exploatare mai mici decît în cazul iluminatului incandescent. Se descriu lămpile folosite, se dau caracteristicile lor voltampermetrice şi se arată nivelul impus unui asemenea iluminat.

2. Barthes, E. Iluminarea tunelurilor lungi (L'Éclairage des tunnels longs). Problemele tratate cuprind :

a) Perceperea obiectelor de mărimi diferite la o vizibilitate dată.

b) Soluţiile pentru iluminatul din interiorul tunelurilor.

c) Problema iluminatului la ieşirea din tunel.

Se dau o serie de indicaţii utile cu privire la practica de execuţie şi exploatare a instalaţiilor de iluminat folosite în tuneluri lungi.

3. Gonnet, P. Reglarea electronică a iluminării tunelurilor cu lămpi fluorescente (Régulation électronique du niveau d'éclairement des tunnels éclairés par lampes fluorescentes). După ce se trec în revistă caracteristicile lămpilor cu fluorescenţă se descrie un dispozitiv cu tiristor, care modifică curba curentului de alimentare a lămpilor şi reglează iluminarea în funcţie de temperatura mediului ambiant şi iluminatul exterior.

4. Sagouit, H. Influenţa iluminării tunelurilor asupra construcţiilor (Influence de l'éclairage des tunnels sur leur construction). Sînt examinate diverse probleme puse de realizarea iluminatului subteran şi se descriu soluţiile aplicate în practică. Se arată posibilităţile de îmbunătăţire a construcţiilor de tuneluri în cazul existenţei unor colaborări între constructorii de tuneluri şi realizatorii părţii de iluminat.

A.C

CRONICĂ

Simpozionul Secţiei Electrotehnice C. N. I. T.

În ziua de 14 decembrie 1966 Secţia electrotehnică a Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor în colaborare cu Comisia Inginerilor şi tehnicienilor a Institutului de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice au organizat la Bucureşti simpozionul cu tema:

„Realizarea şi folosirea de noi materiale electrotehnice"

În cadrul simpozionului au fost prezentate un număr de şase referate din partea secţiilor de specialitate din Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice şi ale Fabricii de cabluri şi materiale electroizolante Bucureşti, şi anume: Materiale electroizolante noi, de ing. *N. Şonfeleanu* de la Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice; Izolaţii pentru cabluri, de ing. *C. Cruceru* de la Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice; Folosirea materialelor electroizolante noi în construcţia aparatelor electrice, de ing. *I. Barbu* şi ing. *N. Gramma* de la Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice; Ţesături şi tuburi din fire de terilenă utilizate în izolaţia electrică, de ing. *M. Constantinescu* de la Fabrica de cabluri şi materiale electroizolante Bucureşti; Considerente asupra materialelor electrotehnice care asigură dezvoltarea maşinilor electrice în perspectivă imediată, de ing. *A. Bercu* de la Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice şi Aplicaţiile plasmei, de ing. *D. Romalo* de la Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice.

La lucrările simpozionului au participat circa 70 de cercetători, ingineri şi tehnicieni din Institutul de Cercetări Electrotehnice şi de la Fabrica de cabluri şi materiale electroizolante Bucureşti. Din partea Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor a participat tov. conf. ing. *D. F. Lăzăroiu* — vicepreşedintele secţiei Electrotehnică. La discuţii, pe marginea referatelor prezentate, au luat cuvîntul un număr de specialişti printre care: ing. *V. Liuba*, ing. *C. Cruceru*, ing. *T. Ciubotaru*, şefi de laboratoare din Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice, ing. *C. Antohi*, cercetător principal la Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice şi alţii.

Din intervenţiile vorbitorilor a reieşit oportunitatea şi importanţa organizării acestui simpozion, dat fiind interesul actual pe care noile materiale electrotehnice îl prezintă pentru industria constructoare de maşini şi aparate electrice. Cu această ocazie cercetătorii din Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice au arătat unele dintre realizările lor mai importante în domeniul materialelor electrotehnice. Discuţiile pe marginea acestor probleme au arătat că în Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice există o serioasă preocupare pentru tehnologia noilor materiale electrotehnice şi în acelaşi timp au scos în evidenţă tendinţele pe plan mondial în acest domeniu. O serie de discuţii au rămas deschise pentru specialişti.

Ca o concluzie s-a găsit necesară organizarea în cursul anului 1967, a unei discuţii într-un cadru mai restrîns, asupra problemelor suscitate de tema acestui simpozion.

Ing. P. Filimon

SCURTE ŞTIRI

O baterie de zinc-aer este proiectată în California. Lucrarea este finanţată de 14 uzine electrice. Datorită capacităţii ei mari de energie, bateria este destinată autovehiculelor electrice.

Din: ETZ-B, nr. 22, 1966.

Variaţii cu lungimi de 0,1 μm pot fi măsurate cu instrumentul „Pasolver". La ambele capete ale obiectului de măsurat se racordează transformatoare, a căror poziţie reciprocă de fază se schimbă cînd variază lungimea obiectului. Diferenţa de fază dă măsura variaţiei lungimii.

Din: ETZ-B, nr. 22, 1966.

Un cristal „laser" destinat să transmită semnale la distanţe de 80 mil km lucrează alimentat cu energie solară. O oglindă cu diametrul de aproape 79 cm concentrează razele solare furnizînd 400 W cristalului. Puterea permanentă emisă de „laser" este de 0,5—1 W.

Din: ETZ-B, nr. 22, 1966.

Două noi aplicaţii ale sistemului „laser" au fost aduse recent la cunoştinţă. Ca sistem optic de radar, trei emiţătoare laser pot defini poziţia unui avion la decolare cu o precizie de cîţiva centimetri. Un sistem „laser" de transmitere a semnalelor lucrează la distanţe pînă la 1,8 km.

Din: ETZ-B, nr. 21,1966.

Primul motor liniar de curent alternativ a fost realizat de o firmă engleză pentru acţionarea podului său rulant. Şina de transport înlocuieşte în acest caz rotorul motorului. Dispozitivul face dispensabile atît transmisiunea mecanică, cît şi frîna.

Din: ETZ-B, nr. 20, 1966.

RECOMANDĂRI PENTRU AUTORI

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de Directivele Congresului al IX-lea al P.C.R. privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele, interesînd industria, vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea, se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase ; de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titlurile, funcțiile localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

SOMMAIRE

CD 621.316,016.313.001.26 :512.831

Potolea, R. : **Eléments non-symétriques dans les réseaux électriques triphasés.**

Electrotehnica **15**, no. 3, mars 1967, p. 85–92

On applique la théorie du graphe à l'étude des réseaux triphasés non-symétriques. Les équations de fonctionnement s'écrivent dans le système d,i,h pour les éléments symétriques et dans le système a, b, c pour les éléments non-symétriques. La liaison entre les deux systèmes d'équations se réalise à l'aide des matrices opératoires de correspondance des non-symétries.

La méthode exposée présente des avantages par rapport aux méthodes connues indiquées dans la littérature, parce qu'elle est générale et s'applique mécaniquement.

CD 621.313.322.045.7 : 538.54

Nicolaide, A. et *Drăgănescu, O.* : **L'effet du type d'enroulement d'amortissement sur les constantes de la machine synchrone à pôles saillants.**

Electrotehnica **15**, no. 3, mars 1967, p. 93–99

On présente une étude expérimentale détaillée des constantes et des caractéristiques de fonctionnement asynchrone de la machine synchrone à pôles saillants. On a examiné différentes variantes constructives de l'enroulement d'amortissement (en laiton, en cuivre et en fer, avec un nombre différent de barres par pôle). Les résultats expérimentaux concordent avec une série d'études théoriques.

On a aussi étudié la machines ans enroulement d'amortissement, ce qui a permis de constater les effets du système naturel d'amortissement, effets qui ne peuvent pas être déterminés — en général — avec assez de précision au moyen des calculs. Les données obtenues sont utiles lors du calcul et de l'exploitation des machines synchrones.

CD 621.313.223.1.045.29 : 621.335

Popovici, Vl., Wagner, W. et *Mîndrea, L.* : **L'étude comparative des bobinages de rotor réalisés pour le générateur principal du type GCE 1100/10 pour la locomotive Diesel électrique 060 DA de 2 100 CV.**

Electrotehnica **15**, no. 3, mars 1967, p. 99–105

La locomotive Diesel électrique de 2 100 CV, fabriquée en série par l'usine „Electroputere" de Craiova, est équipée d'un groupe Diesel générateur de courant continu de 1 350 kW, 1 080 t/min, 890 V. Le bobinage du rotor de ce générateur a été réalisé selon plusieurs variantes constructives et technologiques. Dans le projet initial on avait prévu un bobinage du type crapaud à deux rangées de manchons collés ensemble, qui n'a pas donné de bons résultats pendant l'exploitation, les premiers générateurs présentant des défections déjà sur le banc d'essais.

Dans cet article on présente les nouvelles variantes de bobinage crapaud à bobines à fil continu ainsi que la variante du bobinage à boucles ayant un pas plus court ; ces variantes ont donné entière satisfaction pendant l'exploitation.

CD 621.316.923.1.064.33

Pesici, M. : **Aspects du fonctionnement du coupe-circuit de basse tension à grande capacité de rupture.**

Electrotehnica **15**, no. 3, mars 1967, p. 105–110

Après une description sommaire du fonctionnement du coupe-circuit fusible à grande capacité de rupture ainsi que des critères de sélectivité, on indique les conditions qui définissent le phénomène thermique lors des courants intenses de court-circuit. On montre l'importance, en ce qui concerne le critère de sélectivité, de la première période d'échauffement (jusqu'à ce que l'élément fusible fonde) et l'on détermine, au moyen de graphiques, l'intervalle de temps après lequel le processus thermique cesse d'être adiabatique. On décrit une méthode basée sur des considérations géométriques et analytiques, pour la détermination des caractéristiques de fonctionnement d'une famille de coupe-circuits du même type constructif.

COMPTES RENDUS 110–111

EXTRAITS 112–114

CHRONIQUE 115

BRÈVES NOUVELLES 115

CONTENTS

DC 621.316.016.313.001.26 : 512.831

Pololea, E. : **Asymetrical elements in the electric three-phase networks.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, march 1967, p. 85–92

The graph theory is applied to the study of the asymetrical threephase networks. The working equations are written in the d, i, h system for the symetrical elements and in the a, b, c system for the asymetrical ones.

The method described presents some advantages as compared to the methods known from the literature since it is general and mechanically applicable.

DC 621.313.322.045.7 : 538.54

Nicolaide, A. and *Drăgănescu, O.* : **The effect of the damping winding type on the constants of the salient — pole synchronous machine.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, march 1967, p. 93–99

A detailed experimental study concerning the constants and asynchronous working characteristics of the salient-pole synchronous machine is presented. Different constructive variants of the damping winding (from brass, copper and iron with a variable number of bars on the pole) have been examined. The experimental results agree with a series of theoretical studies.

The machine without damping winding has also been studied, which allowed to notice the effects of the natural damping system which generally cannot be determined accurately by calculus.

The data obtained are useful in calculating and exploiting the synchronous machines.

DC 621.313.223.1.045.29 : 621.335

Popovici, Vl., Wagner, W. and *Mîndrea, L.* : **The comparative study of the rotoric windings achieved in the main generator of the GCE 1100/10 type for the 2100-HP electric Diesel locomotive 060 DA.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, march 1967, p. 99–105

The 2100-HP electric Diesel locomotive serially manufactured at the „Electroputere" Works in Craiova is equipped with a continuous current Diesel generator group of 1350 kW, 1080 rot/min, 890 V. The winding of the rotor of this generator has been achieved in several constructive and technological variants.

The initial design provided a frog-type winding with two rows of stuck couplings which failed to give good results in exploitation, the first generators getting out of order from the very test stands. The paper presents the new types of frog-windings with continuous wire and the looped winding variant with shortened pitch which gave full satisfaction in exploitation.

DC 621.316.923.1.064.33

Pesici, M. : **Some working aspects of the low-tension cut-off with high breaking capacity.**

Electrotehnica **15**, nr. 3, march 1967, p. 105–110

After briefly describing the way of working of the fusible cut-off with high breaking capacity and the selectivity criteria, the author describes the conditions defining the thermic phenomenon in the intense short-circuit currents.

The importance is stressed in the selectivity criterium of the first heating period until the fusion of the fusible element and the time after which the thermic process ceases to be adiabatic is graphically determined. The description is given of a method based on geometrical-analytical considerations for the pre-determination of the working characteristics of a family of cut-offs of the same constructive type.

REVIEWS 110–111
ABSTRACTS 112–114
CHRONICLE 115
BRIEF NEWS 115

Cînd precizia este hotărîtoare...

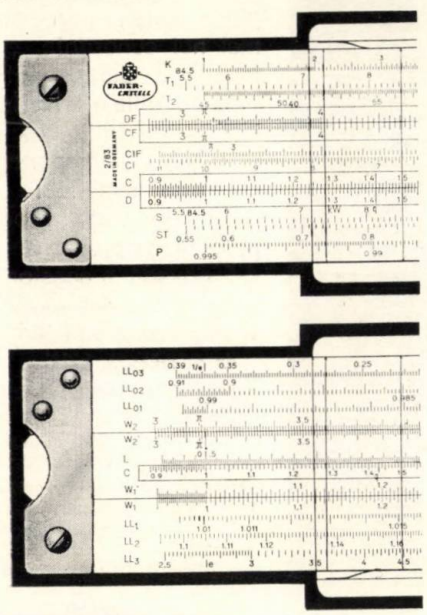
riglele de calcul CASTELL sînt, prin precizia lor, un ajutor de nădejde. Utilajele tehnologice moderne şi o execuţie deosebit de îngrijită asigură rezultate exacte la orice fel de calcule, prin:

- gradarea scalei clară şi uşor de folosit:
- gradarea crestată de o exactitate deosebită;
- construite din materiale cu stabilitate dimensională absolută;
- material de mare elasticitate şi rezistenţă la rupere;
- suprafaţă nealterabilă

Castell

novo-duplex 2/83

riglă de calcul dublă pentru calcule inginereşti, gradată la 25 cm, asigură o precizie de citire corespunzătoare unei rigle de calcul de 50 cm lungime. Acest dispozitiv de precizie modern reprezintă o dez-



voltare modernă şi o perfecţionare esenţială a sistemului Rietz şi Darmstadt: lungime divizată 25 cm; scale speciale (W1, W1'; W2, W2') asigură precizia de calcul pe 4 părţi; scale π dislocate CF, DF şi scale π reciproce CIF; scală tangenţială pînă la 84,5° secţionată în două părţi; scală ST cu reper de corecţie de tip nou pentru calcule trigonometrice; şapte scale exponenţiale; eclise stabile pe ambele părţi asigură reglarea acului; eclise din cauciuc ataşabile împiedică deplasarea riglei pe masa de lucru. La toate acestea se adaugă calitatea FABER-CASTELL cunoscută în întreaga lume: rigle de calcul speciale pentru toate domeniile de aplicaţii tehnice şi comerciale, cît şi pentru şcoli.

Vă rugăm să ne scrieţi.

La cerere vă livrăm cu plăcere literatură de specialitate adecvată.

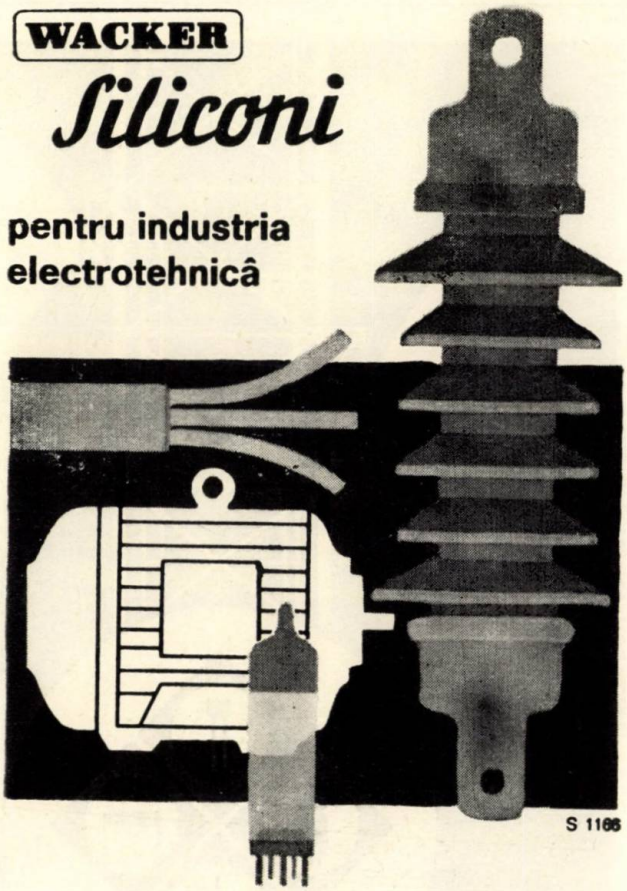
A. W. FABER-CASTELL

8504 Stein bei Nürnberg Westdeutschland/Abt. WA

WACKER

Siliconi

pentru industria electrotehnicâ



ULEIURI SILICONICE

Îşi păstrează proprietăţile aproape neschimbate, într-o bandă mare de temperatură şi frecvenţă, ca viscozitate, rigiditate dielectrică, factor de pierderi mic, rezistenţă specifică şi punct de aprindere ridicate. Ele se întrebuinţează ca material izolant care nu absoarbe apă pentru construcţia de izolatoare, ca agent răcitor pentru tuburile amplificatoarelor, ca lichid de umplere pentru transformatoare mici şi condensatoare, ca mediu amortizor în relee şi regulatoare, cum şi în subansambluri electronice.

PASTE SILICONICE

Se întrebuinţează pretutindeni unde există condiţii extreme de temperatură şi climatice. Ele se folosesc ca paste de izolare, acoperire şi separare cu straturi care nu absorb umezeală, precum şi ca masă suport pentru cristale.

SILICONI LUBRIFIANŢI

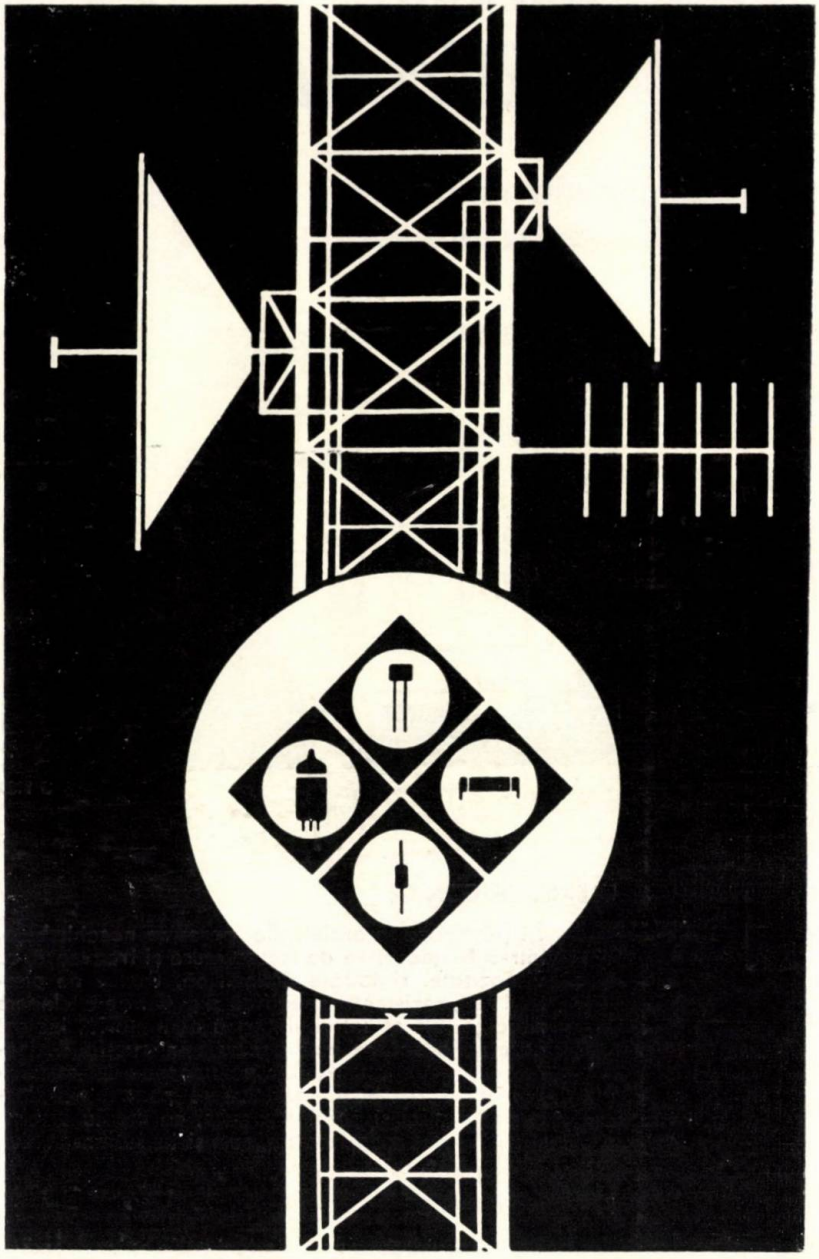
Sînt indicaţi pentru lubrifiere la temperaturi înalte şi joase de la +250 la −60°C. Se întrebuinţează în motoare electrice care funcţionează în condiţii de temperaturi extreme, ca de exemplu instalaţiile de ventilaţie şi uscare, pentru lubrifierea antenelor de radio şi radar şi în numeroase alte cazuri.

Vă stăm la dispoziţie cu consultaţii şi materiale documentare.

WACKER

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach 1
REPUBLICA FEDERALĂ GERMANĂ



Elemente componente electronice — celule vitale ale progresului tehnic

Numărul elementelor componente electronice, părţi vitale ale sistemelor ultrasensibile din aparatele şi utilajele moderne, creşte o dată cu progresul tehnic. De aici rezultă cerinţa de a se asigura fiecărui element o siguranţă de exploatare şi o durată de viaţă din ce în ce mai mare. Din această cauză sortimentul bogat oferit de RFT este mereu perfecţionat, prin aplicarea celor mai noi cunoştinţe din acest domeniu. O alegere atentă a materialelor, utilaje tehnologice moderne şi un control riguros asigură tuturor elementelor componente RFT performanţe superioare şi o durată lungă de viaţă. Produsele noi şi perfecţionate, expuse aici, sînt o dovadă a acestor realizări.

vizitaţi standul RFT din cadrul Tîrgului de primăvară, LEIPZIG 1967, sectorul produselor tehnice, pavilionul 15, etaj.

Vă prezentăm noile noastre sortimente de TUBURI ELECTRONICE, SUBANSAMBLURI SEMICONDUCTOARE, CONDENSATOARE, REZISTENŢE, ELEMENTE DE CONTACT DIN MATERIAL SINTERIZAT

unește progresul cu calitatea

HEIM ELECTRIC

VVB R F T BAUELEMENTE und VAKUUMTECHNIK
1017 Berlin – Ehrenbergstrasse 11.14
Telefon : 58 07 264 Telex : 011 220

RFT

electronic

DEUTSCHE EXPORT-und IMPORTGESELLSCHAFT mbH
102 Berlin – Liebknechtstrasse 14
Republica Democrată Germană

Elektrotechnik
Elektronik
Automation

DDR

For advertisments In rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY

BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ

BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR

BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

1967 MAJ 26

M.I.C.M.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

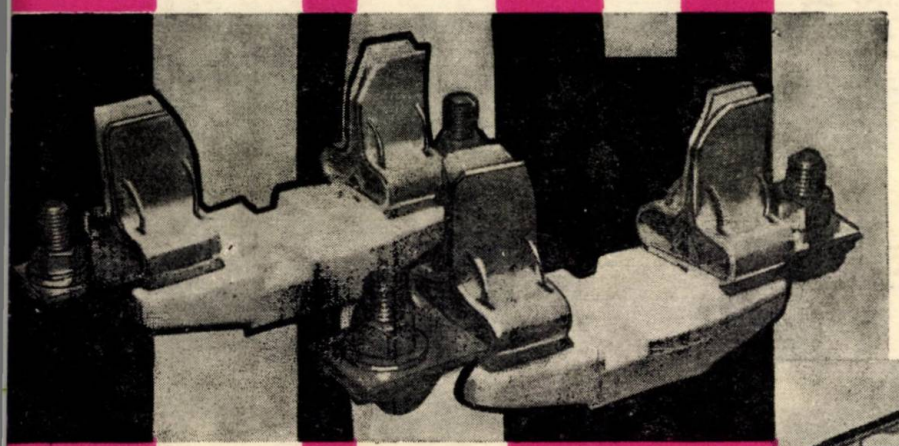
ICPE

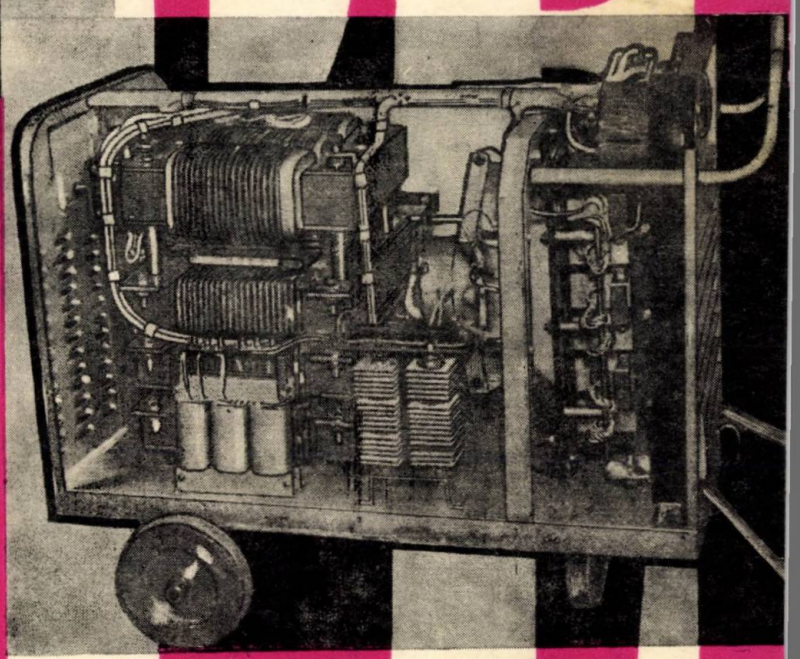
Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'Industrie Électrotechnique



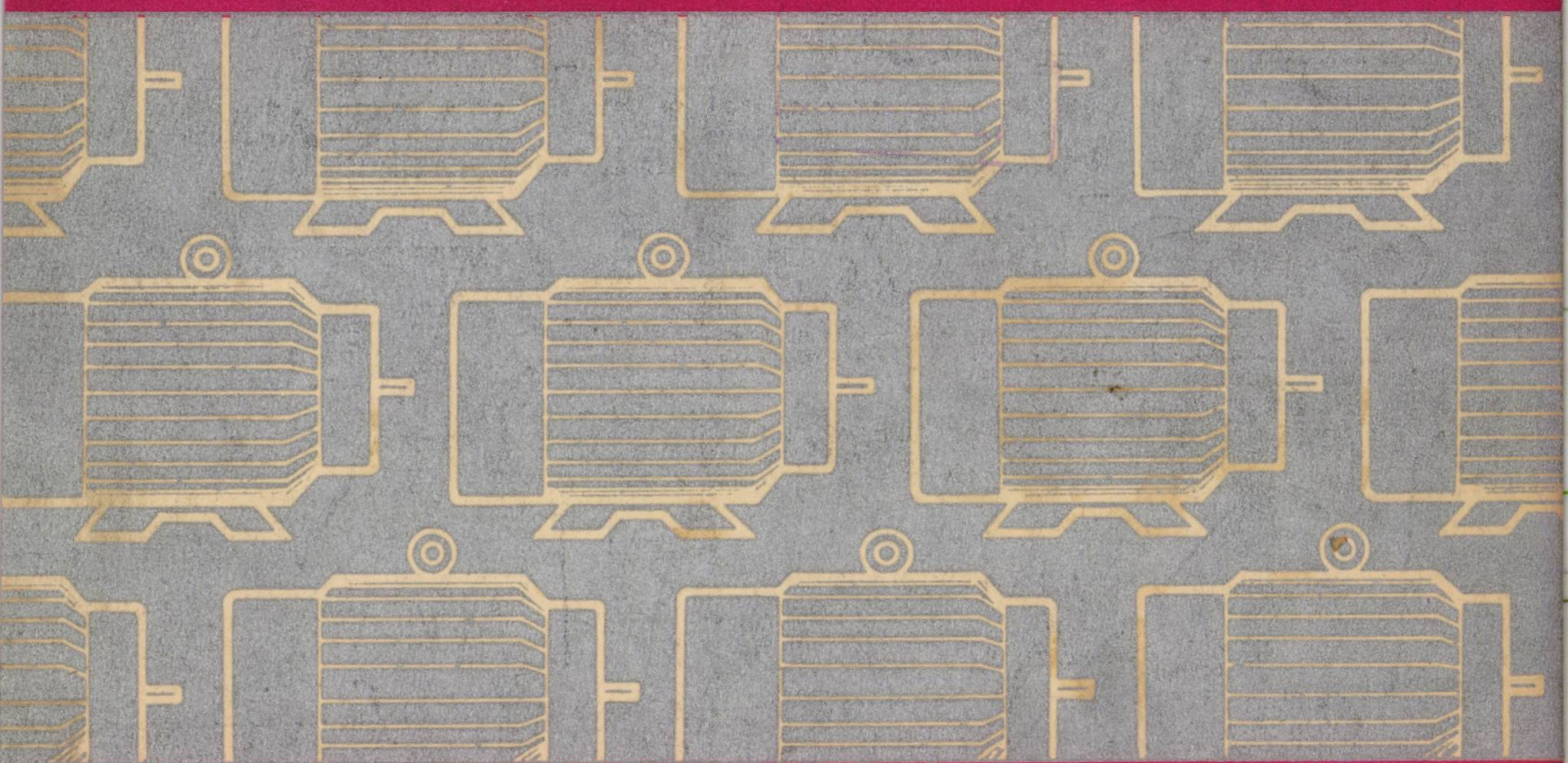


PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZARII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

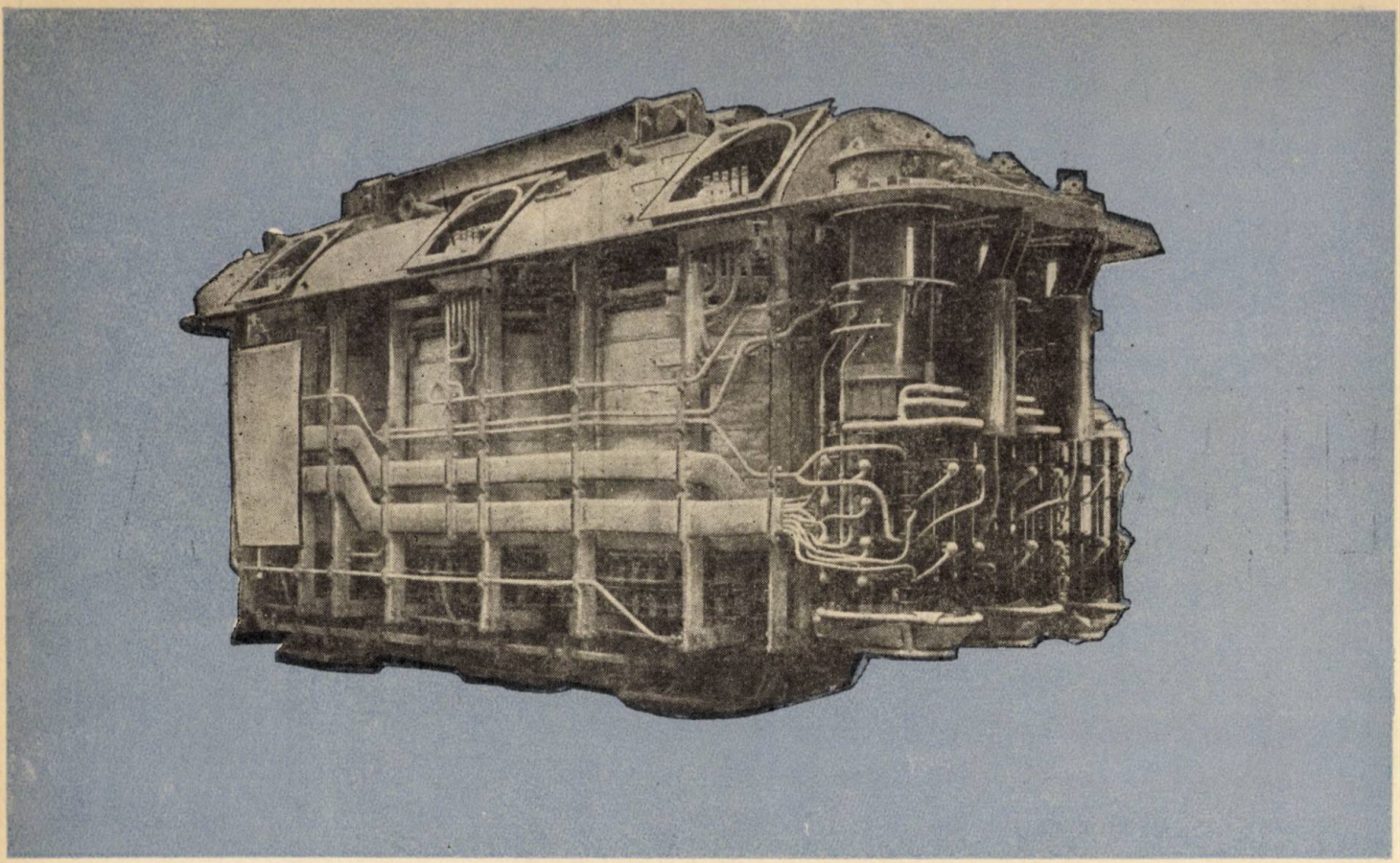
E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 15 ● Nr. 4 ● APRILIE 1967

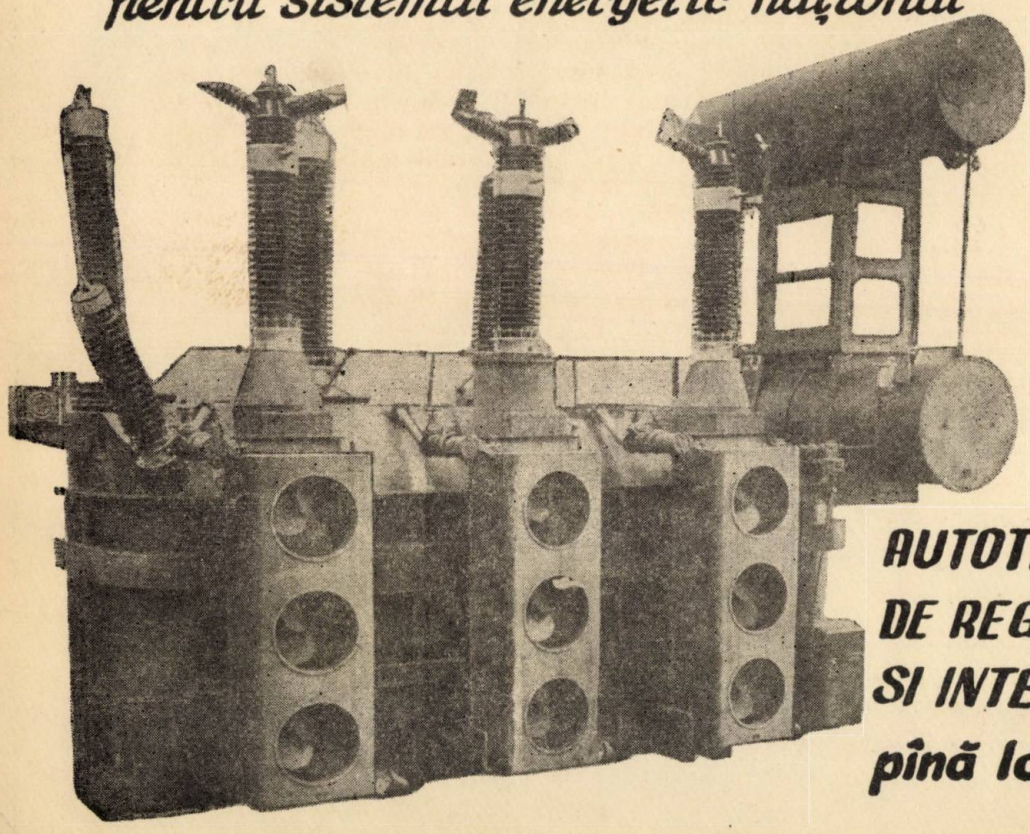
4



uzinele electroputere craiova

pentru sistemul energetic național

fabrică



AUTOTRANSFORMATOARE DE REGLAJ SI INTERCONECTARE pînă la 220 kV

URSZAGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 4 București, aprilie 1967

Relații de similitudine ale descărcărilor parțiale în alveole din izolanți solizi

AUREL AVRAMESCU* — București

CZ 537.523.3 : 530.182 : 621.315.611/5

Pentru a răspunde cu contribuții românești apelului lansat de organizațiile internaționale CIGRÉ și CEI către toate institutele și laboratoarele din lume, de a supune fenomenele legate de descărcările parțiale în înfășurări de înaltă tensiune unor investigații teoretice și experimentale atente, în Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică s-au întreprins și continuă să se întreprindă cercetări în acest domeniu. O parte din rezultatele teoretice și experimentale atinse au fost publicate în coloanele acestei reviste de către colectivul de cercetare [1], cu scopul de a prezenta inginerilor noștri electricieni problematica descărcărilor parțiale în transformatoare și aparate de înaltă tensiune, cît și primele realizări în măsurarea și cercetarea experimentală a acestor fenomene.

La cel de-al XI-lea Colocviu internațional al politehnicii din Ilmenau, R.D.G., ținut în zilele de 21—27 octombrie 1966, descărcările parțiale au fost dezbătute într-o secție separată. În total au fost prezentate în acest domeniu 12 comunicări, reprezentînd rezultate noi de cercetare (Cronica în Electrotehnica **15**, nr. 2, 1967, p. 79—82). Dintre acestea, unele, și anume cele prezentate de Neudert [2], Nitzer [4] și Lemke [4] le considerăm foarte importante pentru înțelegerea profundă a fenomenelor fundamentale de descărcare în goluri din izolații. Ele au confirmat una din ipotezele formulate de noi în lucrarea din anul trecut și publicată în articolul menționat [1], anume că descărcarea în alveolă, care adună sarcini de pe suprafețe izolante foarte apropiate spre a le echilibra printr-o scînteie, are o strînsă analogie cu trăsnetul, care adună sarcini din nori spre a le echilibra la distanțe kilometrice. Distanțele disruptive, mult mai mari în cazul trăsnetului, nu trebuie să ne abată de la recunoașterea caracterului analog, chiar similar al fenomenelor de descărcări parțiale.

Considerațiile teoretice și principiale care urmează se referă la prelucrarea datelor experimentale noi și încearcă construirea unor modele fizice sau matematice ale descărcării elementare din alveolă, cît și a unui model analog menit să contribuie la cercetarea fenomenelor de propagare a perturbației corona de-a lungul înfășurării transformatoarelor.

Obiectivul final, care încă nu se întrezărește, rămîne descoperirea unor relații cantitative care permit stabilirea influenței nocive a descărcărilor parțiale, mai precis relațiile dintre parametrii măsurabili ai descărcărilor parțiale și durata de viață a izolației.

Dificultăți ce se pot încă învinge în această privință se pot constata în ultimul raport sintetic al comitetului de specialiști instituit de IEEE (S.U.A.) privind încercările descărcărilor parțiale nocive în transformatoare cu ulei [5]. Citirea acestui raport se recomandă mai ales acelora care consideră problemele descărcărilor parțiale ca minore sau ușor de rezolvat. Din el rezultă cît de greu este încă să tragem concluzii obiective și cantitative asupra degradării izolației din măsurarea zgomotului descărcărilor. Recomandările făcute în raport se pot considera ca pline de precauții, dat fiind că pînă în prezent problemele majore nu au fost încă elucidate.

O concluzie similară se poate trage din documentele unui recent simpozion ținut la Moscova pe tema descărcărilor parțiale, la care s-au prezentat opt comunicări interesante [6].

Structura și schematizarea golurilor în dielectric

Descărcări parțiale apar fie în goluri ale dielectricului solid, omogen sau stratificat, presat sau impregnat, fie în bule de aer lipite pe suprafețele unor electrozi metalici cufundați în ulei. Ultimele au tendința de a se dizolva cu timpul, în ulei, mai ales dacă acesta circulă și este regenerat.

Defectele în dielectricul solid apar în goluri cu incluziuni cu aer sau gaze de diferite forme.

---

* Acad. *A. Avramescu* este director general al Centrului de documentare științifică al Academiei Republicii Socialiste România.

Orientarea direcției cîmpului în raport cu axa golului poate crea condiții foarte variate de descărcare. Un model simplu este totuși necesar pentru a se studia fenomenele și altfel foarte complicate. Un astfel de model este dispozitivul cu gol cilindric inclus între două suprafețe circulare perpendiculare pe direcția cîmpului omogen (datorită electrozilor de formă Rogowski) realizat de Nitzer [3], care permite, pe de o parte, varierea presiunii în golul cilindric cu pereți izolanți, pe de altă parte vizionarea urmelor descărcării parțiale pe placa de izolant transparent inferioară (fig. 1).

Încercările de pînă acum de a schematiza descărcarea corona într-un gol dintr-un dielectric solid au plecat în general de la presupunerea că echilibrarea sarcinilor induse pe pereții izolanți interiori, perpendiculari pe direcția cîmpului, se face *printr-o singură scînteie* care descarcă sarcinile induse. În acest caz condensatorul C reprezentat de golul în dielectric se scurtcircuitează pe o rezistență ohmică R constantă (!), aceea a scînteii (?). Cu aceste simplificări mult forțate se constituie prima schemă echivalentă a

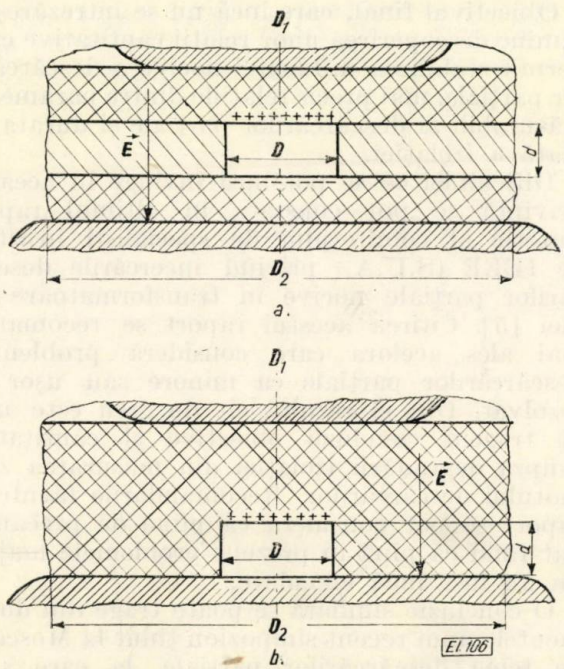


Fig. 1. Dispozitive izolante cu gol cilindric: *a*) gol în izolant solid; *b*) gol lipit de un electrod metalic: D – diametrul golului; d – înălțimea golului; D_1D_2 – diametrele electrozilor metalici tip Rogowski.

descărcării, și anume cea propusă de Gemant și Filipoff [7] și reprezentată în figura 2 din lucrarea [1].

Relațiile fundamentale care rezultă din această schemă permit, pe baza ipotezei că sursa care generează cîmpul nu intervine în procesul de echilibrare, să se calculeze diferența de tensiune ΔU_1 care apare la bornele condensatorului C_1, respectiv a rezistenței R. În cazul aplicării unei tensiuni sinusoidale după stingerea primei descărcări, tensiunea pe golul C_1 începe să crească din nou pînă se atinge tensiunea de aprindere a descărcării. Autorii au reușit să calculeze și numărul de descărcări (un multiplu

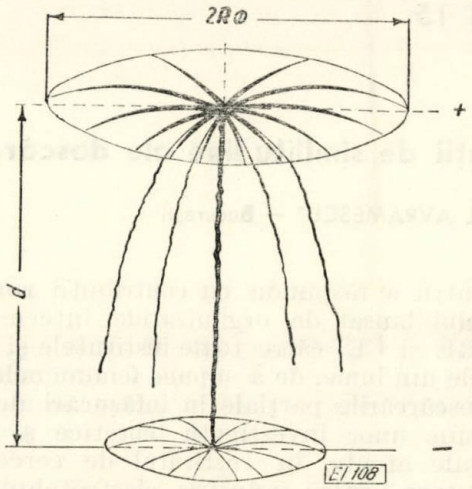


Fig. 2. Forma unei descărcări într-un gol de izolație.

de 4) care apar într-o semiperioadă și care este funcție de supratensiunea raportată la tensiunea de amorsare [8].

Măsurarea impulsurilor de înaltă frecvență transmise de la sursa de descărcare pînă la clemele probei (transformator) nu se face direct, ci fie printr-un cuplaj capacitiv, fie printr-un șunt intercalat în legătura la pămînt a obiectului încărcat. Ultimele încercări au arătat o clară preferință a cuplajului capacitiv, care la transformatoare se face prin condensatorul izolatorului de trecere. Schema de măsură cu performanțele cele mai bune este aceea propusă în normele NEMA, deoarece elementele ei sînt perfect definite. La aceasta, impulsurile care apar la bornele șuntului R_m sînt amplificate selectiv și pe baza frecvenței lor de succesiune apreciate cu urechea.

B. Heller [8] a supus această schemă simplă, cît și aceea propusă de W. Böning [9] unei critici și a propus la cel de-al IX Colocviu internațional de la Ilmenau o altă schemă mai completă prin care se ține seamă și de apariția în timpul descărcării a unui cîmp tangențial de-a lungul suprafețelor încărcate. Cu toate că noua schemă echivalentă realiza o concordanță mai bună cu experimentele lui Böning, ea nu putea să dea o satisfacție completă pentru cauze care nu s-au cunoscut pînă la descoperirea unor fenomene în alveolă care modifică fundamental tabloul fenomenelor elementare de descărcare.

Noi fapte experimentale

Avînd în vedere recomandările CIGRÉ și CEI, pentru a se continua investigarea fenomenelor care intervin în descărcările parțiale din transformatoare și aparate, era de așteptat ca să apară lucrări teoretice și experimentale care prezintă fapte și relații noi. Dintre acestea, cele experimentale cu caracter fundamental și principial au o importanță foarte mare, deoarece ele contribuie la o înțelegere mai profundă a fenomenelor.

Astfel, este de înțeles că prof. dr. H. Stamm, directorul institutului de tehnica tensiunilor înalte și a izolațiilor, a înscris *descărcările parțiale în izolații* între temele principale ale celui de-al IX-lea Colocviu științific internațional al Politehnicii din Ilmenau, ținut în zilele de 17—21 octombrie 1966. În total 15 comunicări originale au fost prezentate la colocviu în această secție.

Comunicarea [10]: F 1.5 Avramescu A. București: *Model matematic pentru explicarea fenomenelor de descărcări parțiale în interstiții de aer și în alveole izolante* este o încercare de matematizare a unor rezultate experimentale noi obținute de doctoranzii Neudert, E. și Nitzer, H. din acel institut și care se prezintă în esență în cele ce urmează.

E. Neudert [2] și H. Nitzer [3] au aplicat cîmpuri disruptive alternative unui dispozitiv care modela interstiții de aer și alveole. Modelarea alveolei diferă prin aceea că gazul era închis și nu putea fi schimbat, deci că disocieri chimice și degradări ale izolantului după multe descărcări se făceau simțite.

Pereții erau izolanți (plăci de sticlă și inele separatoare din epoxi), electrozii metalici de tip Rogowski fiind aplicați în exteriorul maselor izolante. În interstiții, aerul sau alte gaze moleculare puteau să circule cu viteze și presiuni reglabile. Aplicarea unui luminofor pe plăcile din sticlă și fotografierea în întuneric cu aparate de mare luminozitate și cu filme ultrasensibile au permis obținerea unor imagini ale descărcărilor celor mai slabe (curenți de descărcare limită).

Faptele experimentale constatate mai ales de Neudert au o importanță covîrșitoare, ele arătînd un nou tablou al descărcărilor parțiale în interstiții de aer în izolanți. Remarcăm următoarele fapte principale:

descărcarea nu cuprinde în întregime fețele opuse ale interstițiului, perpendiculare pe direcția cîmpului, ci se împarte pe anumite zone circulare de pe și din spații cilindrice separate dintre aceste fețe. În axa acestui cilindru se află o descărcare filiformă, iar pe fețele de bază ale ei apar figuri (fotografiate) sub formă de rozete: urmele sarcinilor superficiale care converg spre piciorul descărcării filiforme (fig. 2);

aceste urme nu sînt perfect radiale, ci *arată o tendință de a se curba* toate într-un singur sens, adică a se spirala (fig. 3);

numărul urmelor de descărcări (a rozetelor) pe o suprafață circulară dată a interstițiului variază cu distanța dintre fețele opuse încărcate prin acțiunea cîmpului, și anume *crește cu*

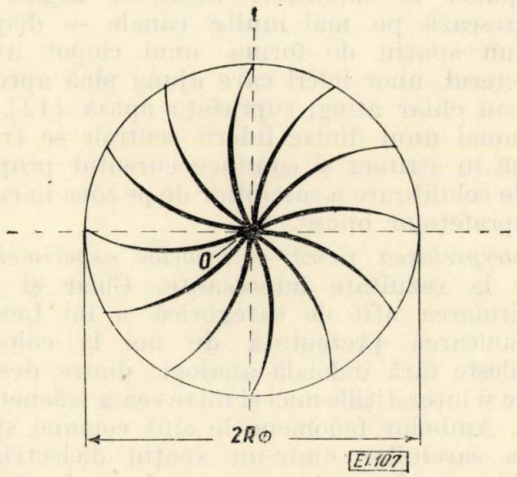


Fig. 3. Urme în rozetă ale descărcărilor superficiale:
O — piciorul scînteii.

scăderea distanței. În același timp, bineînțeles, diametrul rozetelor scade. Adică între fețe foarte apropiate au loc foarte multe descărcări

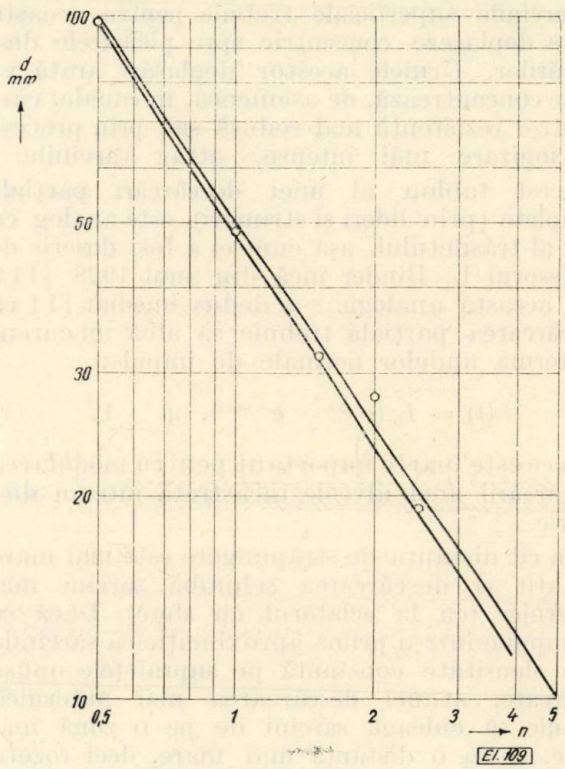


Fig. 4. Relația dintre numărul de descărcărilor și distanța disruptivă.

cu intensitate redusă. Fotografiile arată variații cu un ordin de mărime (de la 10 la 100) ale diametrului la o variație de la 4 la 0,5 mm a distanței (fig. 4).

Într-o altă lucrare [4], Lemke E. de la Universitatea tehnică din Dresda a reușit să demonstreze prin înregistrări, cu ajutorul unui fotomultiplicator, că descărcările pleacă de la un punct al suprafeței încărcate negativ și progresează pe mai multe canale — dispuse într-un spațiu de forma unui clopot avînd caracterul unor lideri care ajung pînă aproape de, sau chiar ating, suprafața opusă [12].

Numai unul dintre liderii centrali se transformă în strimer și conduce curentul propriuzis de echilibrare a sarcinilor de pe zona în cauză a suprafețelor opuse.

Interpretarea fizică a faptelor experimentale duce la rezultate interesante. Chiar și fără confirmarea atît de categorică a lui Lemke, comunicarea prezentată de noi la colocviu stabilește fără îndoială analogia dintre descărcările și interstițiile mici și între cea a trăsnetului [10]. Ambelor fenomene le sînt comune strîngerea sarcinilor dintr-un spațiu dielectric și echilibrarea lor printr-un canal de descărcare unic. Acesta se formează din una dintre descărcările parțiale care cresc spre suprafața anodică, și anume din cea cu canalul cel mai scurt, situată în sau aproape de centrul clopotului respectiv. Prin acest strimer se scurg sarcinile suprafețelor opuse încărcate (fig. 2).

Sarcinile superficiale trebuie pentru aceasta să se deplaseze concentric spre picioarele descărcărilor. Urmele acestor deplasări arată că ele se concentrează, de asemenea, în canale, care printr-o rezistență mai redusă sau prin procese de ionizare mai intense, atrag sarcinile.

Acest tablou al unei descărcări parțiale complete (prin lideri și strimeri), este analog cu acel al trăsnetului, așa cum el a fost descris de profesorul L. Binder încă din anul 1928 [11]. Din această analogie s-a dedus imediat [1] că descărcarea parțială trebuie să aibă un curent de forma undelor normale de impuls:

$$i(t) = I_0 (e^{-\alpha t} - e^{-m\alpha t}), \quad m > 1, \qquad (1)$$

ceea ce este foarte important pentru modelarea descărcării unei alveole încastrată într-un dielectric.

Cu cît distanța de străpungere este mai mare cu atît și descărcarea schimbă sarcini mai puternice (ca la eclatorul cu sfere). Dacă se presupune într-o primă aproximație că sarcinile au o densitate constantă pe suprafețele opuse încărcate, atunci descărcarea mai puternică trebuie să culeagă sarcini de pe o zonă mai mare, de la o distanță mai mare, deci rozeta trebuie să aibă un diametru cu atît mai mare cu cît distanța dintre suprafețele încărcate crește.

Faza de echilibrare a sarcinilor nu poate fi considerată staționară din cauză că ele, avînd o mobilitate foarte redusă, se epuizează și curentul are tendința nu numai a se stabiliza, ci în continuare a descrește. Panta descreșterii este de obicei mai dulce decît cea a creșterii, constanta de timp fiind mai mare.

În această fază apar figurile interesante pe suprafețele încărcate, reprezentînd urmele concentrice ale descărcărilor superficiale, prin care se adună sarcini la piciorul scînteii. Se remarcă imediat asemănarea acestor figuri cu cele ale lui Lichtenberg, studiate în detaliu de M. Toepler [12], cît și de alți cercetători. Printre aceștia amintim pe F. J. Ježek și pe Gh. Dragu [13], care au obținut doctoratul în inginerie la politehnica din Dresda, respectiv Berlin, cu disertații privind cercetarea scînteilor superficiale la tensiuni de impuls. Gh. Dragu a controlat experimental relația empirică găsită de M. Toepler între tensiunea aplicată și diametrul figurii, anume:

$$\frac{U}{\text{kV}} = 6{,}0\,\frac{R}{\text{cm}} \qquad (2)$$

și a găsit o creștere a diametru'ui $2R$ al figurilor în funcție de panta impulsului. De asemenea, a constatat o influență a materialului izolant asupra dimensiunii rozetei.

O altă analogie se descoperă din examinarea figurilor obținute de Neudert, anume curbarea urmelor de descărcare. După cum se știe [14], canalele superficiale concentrice se curbează din cauza unui cîmp magnetic perpendicular pe suprafața încărcată. Acest cîmp nu poate fi al canalului principal de descărcare, deoarece acesta este tangențial la suprafața respectivă, ci este cel al canalelor concentrice superficiale (fig. 3).

În apropierea piciorului scînteii, curentul superficial radial se concentrează și produce un cîmp magnetic tangențial, care se racordează la cîmpul magnetic al canalului principal de descărcare. Componenta axială a cîmpului în această zonă centrală este minimă. La periferia rozetei însă, unde canalele de descărcare superficiale sînt divergente, cîmpul magnetic din jurul acestora prezintă evident și componente axiale care pot provoca o curbare a canalelor. Spectrul acestor cîmpuri, în principal cu simetrie axială, se poate studia în detaliu.

În afară de aceasta, fenomenul cel mai neașteptat îl reprezintă creșterea numărului de descărcări o dată cu scăderea distanței disruptive.

Studiul relațiilor de similitudine a descărcării

Similitudinea descărcărilor parțiale cere o analiză amănunțită. Legile similitudinii unei descărcări staționare se aplică, cu oarecare aproximație, și în cazul figurilor obținute de Neudert. În două dispozitive de descărcare similare, ale căror dimensiuni geometrice au raportul k, caracteristica tensiune-curent se păstrează [14]. Pe această cale se poate încerca

a se explica creșterea numărului de rozete cu scăderea distanței disruptive, deoarece dispozitivele de descărcare își micșorează în același raport toate dimensiunile, deci și diametrul suprafețelor de pe care colectează sarcini.

Similitudinea interesează în două momente: scurt înainte și scurt după amorsarea descărcării. Scurt înainte de amorsare se atinge valoarea cîmpului disruptiv E_a al distanței respective d în condițiile date de presiune, temperatură, geometrie etc. Tabloul este al unui condensator plan cu plăci circulare și cu dielectric compus din trei straturi. Dacă luăm în considerare numai dielectricul gazos limitat de două suprafețe izolante opuse și de arie egală πR^2, atunci, cu notațiile obișnuite, sarcina Q care se induce rezultă din formula condensatorului plan de capacitate C:

$$Q = U_a C = U_a \frac{\varepsilon \pi R^2}{d} = E_a \varepsilon \pi R^2. \qquad (3)$$

Această sarcină este repartizată uniform pe aria πR^2 pînă în momentul amorsării.

Presupunem că, în acel moment, în centrul cercului, cîmpul electric ia valori superioare din cauza unei neomogenități, a unui vîrf. Concomitent apare un cîmp radial care antrenează electronii superficiali și produce prin șoc ionizări, dezvoltînd canale de descărcări superficiale.

Cîmpul electric radial la distanța r este descris de gradientul potențialului logaritmic φ:

$$-\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}r} = E_r = \frac{2q}{r}, \qquad (4)$$

unde q este sarcina considerată concentrată în ax. Prin strimerul care conectează în axa cilindrului centrele celor două suprafețe, sarcinile superficiale se egalizează.

Cîmpul radial la limita rozetei care se naște are valoarea:

$$E_R = \frac{2q}{R}. \qquad (5)$$

Relații de similitudine se obțin din aceste ecuații dacă se încearcă eliminarea dimensiunilor. Pentru aceasta aplicăm metoda cea mai simplă, anume raportarea la dimensiuni proprii, ceea ce reușește din cauza formei de produs a termenilor din ecuații. Comparînd două dispozitive similare cu distanțele d_1 și d_2, rezultă:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{U_{a1}}{U_{a2}} \frac{R_1^2}{R_2^2} \frac{d_2}{d_1} = \frac{U_{a1}}{U_{a2}} \frac{n_2}{n_1} \frac{d_2}{d_1} = \frac{E_{a1}}{E_{a2}} \frac{n_2}{n_1}. \qquad (6)$$

În ultimul termen am introdus numărul n de rozete pe suprafața întreagă a bazei golului. Acest număr este evident invers proporțional cu aria rozetelor, deci cu R^2.

Pe de altă parte, tot prin raportare, obținem din ecuația (5):

$$\frac{q_1}{q_2} = \frac{E_{R1}}{E_{R2}} \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1}{R_2}, \qquad (7)$$

pentru că putem să presupunem că intensitatea cîmpului ionizant la marginea rozetei $r = R$ are aceeași valoare indiferent de valoarea lui R.

Cum, în plus, sarcina rozetei este tocmai aceea care a fost indusă de cîmpul principal E_a, putem să considerăm:

$$Q_1/Q_2 = q_1/q_2$$

și să combinăm ecuațiile (6) și (7) obținînd:

$$\frac{E_{a1}}{E_{a2}} = \frac{R_1}{R_2} \frac{n_1}{n_2}. \qquad (8)$$

Din ecuațiile (6), (7) și (8) se pot citi o serie de relații care confirmă faptele experimentale:

— tensiuni de amorsare mai mari corespund la distanțe disruptive mai mari și sarcini mai mari, deci în cazul unei singure descărcări la diametre mai mari ale rozetei;

— numărul rozetelor este aproximativ invers proporțional cu distanța disruptivă (fig. 4) în cazul cînd capacitatea dispozitivului disruptiv se menține constantă:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d_2}{d_1}. \qquad (9)$$

Desigur că astfel de enunțuri nu dau decît relații cu totul generale ale descărcărilor în goluri și alveole. Trebuie să se includă în considerații și variația cunoscută a cîmpului disruptiv la distanțe mici, de asemenea și creșterea capacității din cauza dispersiunii liniilor de cîmp. Pentru a putea continua cercetările este necesar să se tipărească lucrările Colocviului de la Ilmenau și să se studieze în detaliu datele experimentale. Întărind și cuprinzînd aceste date în considerații teoretice consecvente, se poate consolida o concepție nouă asupra descărcărilor parțiale în goluri și alveole.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* și *Popescu, Ch.* Problemele descărcărilor parțiale în transformatoare. In: Electrotehnica **14**, nr. 5, 1966, p. 149—155.

Avramescu, A., Popescu, Ch. și *Andreescu, M.* Metode și aparatură de măsurare a descărcărilor parțiale în transformatoare. In: Electrotehnica **14**, nr. 11, 1966, p. 381—393.

[2] *Neudert, E.* Teilentladungsvorgänge in Luftspaltens. Ber. XI Intern. wiss. Kolloquium Ilmenau, oct 1966.

[3] *Nitzer, H.* Teilentladungsvorgänge in dielektrischen Hohlräumen. Ber. XI Intern. wiss. Kolloquium Ilmenau, oct 1966.

[4] *Lemke, E.* Entladungen in Luft bei Schaltspannungen. Ber. XI. Intern. wiss. Kolloquium Ilmenau, oct 1966.

[5] IEEE — Tests for Damaging Corona for Oil-Insulated Power Transformers (Committee Report). In: IEEE Trans. Pow. App. & Syst. **85**, 8 aug 1966, p. 892—893.

[6] *Zaițev, K. A.* O reghistrati ceasticinih razreadov v vîsokovaltnoi elektriceskoi izolații. In: Elektrotechnika, nr. 8, 1966, p. 63—64.

[7] *Moser, H. P., Bahmann, E., Kiwaczynski, G.* și *Lennarz, K,* Probleme der Koronamessung bei Leistungstransformatoren. In: Lepper Techn. Mitt., nr. 1, martie 1964, p. 1—21.

[8] *Heller, B.* Die physikalischen Grundlagen der inneren Entladungsvorgänge im festen Dielektrikum. Ber. IX. Intern. wiss. Kolloquium T. H. Ilmenau, oct 1964.

[9] *Böning, S.* Luftgehalt und Luftspaltverteilung geschichteter Dielektrika. In: Arch. Elektrotechn., nr. 1, 1963, p. 7.

[10] *Avramescu, A.* Mathematisches Modell zur Erklärung von Teilentladungsvorgängen in Luftspalten und dielektrischen Hohlräumen. Ber. XI. Intern. wiss. Kolloquium, Ilmenau, oct 1966.

[11] *Binder, L.* Die Wanderwellenvorgänge auf experimenteller Grundlage. Berlin, Springer, 1928.

[12] *Raether, H.* Die Elektronenlawine und ihre Entwicklung. In: Ergebnisse der exakten Naturwissenschaften, S. 176—261, 16 B. 77 Lit. Springer-Verlag, Berlin—Göttingen,—Heidelberg, 1961.

[13] *Dragu, Gh.* Untersuchungen von Gleitfiguren in Klydonographgebiet durch Strom-und Spannungsmessungen mit dem KSO. In: Arch. Elektrotechn. **30**, 1936, p. 457.

[14] *Gänger, B.* Der elektrische Durchschlag von Gasen. Berlin—Göttingen—Heidelberg, Springer Verlag, 1953.

[15] *Rabus, S.* Kugelfunkenstrecken-Rauschgenerator. In: ETZ-A **83**, nr. 10, mai 1962, p. 328—331.

[16] *Hyltén-Cavallius, M. N.* Mésure des décharges partielles dans les appareilles a haute tension. In: Bull. Soc. Franc. Electr. vol. **27**, sept 1964, p. 588—594.

[17] *Meador, S. R., Kaufman, R. B.* și *Brustle, H. H.* Transformer Corona Testing. In: IEEE Trans. Pow. App. & Syst. **85**, 8 aug 1966, p. 893—900.

Intrat în redacție la 6. II. 1967

Cu privire la determinarea experimentală a influenței saturației asupra parametrilor mașinii sincrone

VASILE N. NEDELCU* — București

CZ 621.313.32.017.32 : 621.317.431

Cunoașterea precisă a parametrilor mașinilor electrice permite predeterminarea comportării în diferite regiuni de funcționare, stabilirea precisă a performanțelor tehnico-economice ale acestora. O deosebită importanță prezintă acest capitol pentru mașina sincronă la rezolvarea problemelor stabilității statice și dinamice, de supratensiuni, la determinarea eforturilor mecanice care apar în timpul proceselor tranzitorii etc.

Datorită acestui fapt, studiul teoretic și experimental al parametrilor mașinilor electrice se confundă încă de la primele începuturi ale dezvoltării lor cu teoria și tehnica experimentală a acestora.

Observația lui Nickle, făcută încă în deceniul al II-lea al secolului nostru („spune-mi parametrii mașinii și eu îți voi spune cum se va comporta aceasta"), exprimă această legătură intrinsecă și își conservă valabilitatea din ce în ce mai acută și în perioada actuală.

Astfel, pentru calculul parametrilor mașinilor electrice sînt folosite din ce în ce mai larg mașinile electronice de calcul, sînt concepute noi metode pentru determinarea experimentală a acestora.

Datorită interdependenței complexe dintre circuitele electrice și magnetice, cîmpurile electrice și magnetice în medii cu rezistențe, rezistivități, permeanțe, permitivități diferite și variabile care caracterizează desfășurarea proceselor electromagnetice ce au loc în mașinile electrice, metodele de calcul recurg la simplificarea acestei interdependențe.

Unul din factorii care, de obicei se neglijează sau se consideră aproximativ este saturația circuitului feromagnetic. Se poate spune că nici metodele experimentale existente nu rezolvă această problemă în mod satisfăcător.

O circumstanță care aduce complicații suplimentare la mașina sincronă cu poli aparenți o constituie interdependența fluxurilor transversale și longitudinale, determinarea parametrilor transversali ai mașinii, precum și determinarea reactanței de scăpări și a reactanței Potier.

În această ordine de idei sînt semnificative observațiile [1, pag. 170] unde, vorbindu-se despre reactanța Potier (fig. 1), se relevă că la determinarea acestei reactanțe cu ajutorul caracteristicii de mers în gol și sarcină inductivă apar următoarele probleme:

— de ce reactanța Potier (X_p) trebuie determinată prin intermediul punctului E și nu al punctului E', care se obține la intersecția dreptei $\overline{OC'}$ cu caracteristica nesaturată de mers în gol sau al punctului F' care se obține prelungind cateta $\overline{B'C'}$;

— în ce măsură valoarea reactanței X_p, determinată la o anumită valoare a curentului reactiv, rămîne valabilă pentru alte valori ale curentului inductiv;

* Dr. ing. *V. N. Nedelcu* este profesor la Catedra de Mașini electrice din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București.

— în ce măsură valorile reactanței X_p, determinată pentru un curent inductiv este valabilă pentru determinarea curentului de excitație la sarcini active;

— în ce măsură reactanța X_p poate fi corelată cu reactanța de scăpări a statorului ($X_{s\sigma}$).

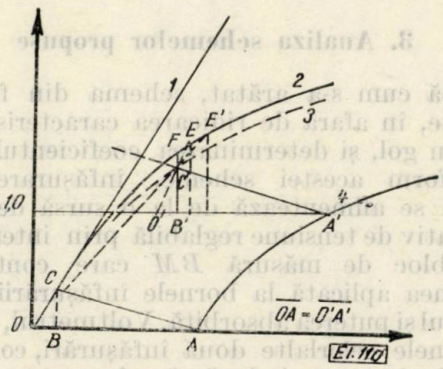


Fig. 1. Determinarea grafică a reactanței Potier:
1 — caracteristica liniară de mers în gol; *2* — caracteristica de mers în gol; *3* — caracteristica de mers în gol la funcționarea în sarcină; *4* — caracteristica nominală de sarcină inductivă.

În continuare se precizează că la majoritatea problemelor specificate, teoria mașinii sincrone n-a dat răspuns pînă în momentul actual. Această lucrare are drept scop să propună metode noi pentru determinarea experimenală a parametrilor mașinii sincrone, care să permită stabilirea influenței saturației circuitelor longitudinale și transversale asupra parametrilor mașinii, și să permită în același timp și determinarea directă a reactanței de scăpări. În acest scop vor fi folosite schemele nesimetrice de încercare a mașinii sincrone.

1. Determinarea raportului spirelor

Raportul n_{sf} al spirelor unei înfășurări a statorului și înfășurării de excitație poate fi

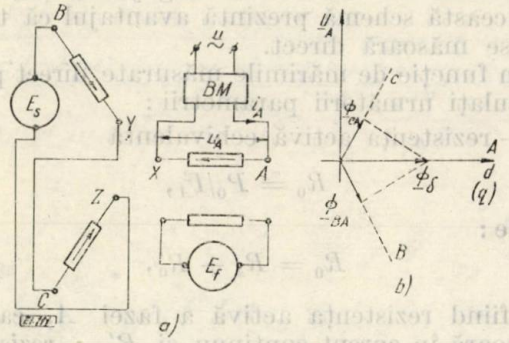


Fig. 2. Schema electrică nesimetrică monofazată.

determinat experimental conform schemei electrice din figura 2 [2]. Cunoașterea acestui parametru este necesară în vederea determinării t.e.m. induse într-o fază a statorului sau în înfășurarea de excitație în cazul cînd una din aceste mărimi se măsoară direct.

După cum se observă în schema electrică din figura 2, aceste mărimi pot fi măsurate simultan.

Astfel, dacă se alimentează faza A a statorului de la o sursă monofazată, atunci raportul t.e.m., măsurată la bornele B, C, ale celorlalte două înfășurări statorice, și al t.e.m. maxime, măsurată la bornele înfășurării de excitație care se induce în aceasta cînd axa geometrică a înfășurării de excitație (longitudinală — d) coincide cu axa geometrică a fazei A, reprezintă raportul spirelor:

$$n_{sf} = \frac{E_s}{E_f} = \frac{E'_B + E'_C}{E_f} = \frac{w_s k_s}{w_f k_f}, \qquad (1)$$

unde E'_B, E'_C sînt t.e.m. induse în fazele B, C, cînd axele geometrice d, A coincid:

$$E'_B = E'_C = E_s \cos \rho = \frac{1}{2} E_s, \qquad (2)$$

unde:

E_s este t.e.m. (maximă) care se induce în înfășurarea fazei A în această situație; w_s, w_f — numărul de spire ale înfășurărilor fazelor statorului și ale excitației; k_s, k_f — coeficienții de înfășurare ai înfășurărilor statorului și rotorului pentru armonica fundamentală;

$$\rho = 2\pi/3 \text{ rad. el.}$$

Trebuie reținut faptul că determinarea coeficientului n_{sf} în acest mod nu este afectată de gradul de saturație a circuitului feromagnetic.

2. Caracteristicile de mers în gol

Cunoașterea caracteristicii de mers în gol, obținută prin alimentarea rotorului (clasică), prezintă interes pentru studiul teoretic și experimental al mașinii sincrone:

$$E_0 = f(I_f). \qquad (3)$$

De asemenea prezintă interes caracteristicile de mers în gol obținute prin alimentarea statorului:

$$E_s = f(I'_d) \qquad (4)$$

$$E_s = f(I'_q), \qquad (5)$$

unde I'_d, I'_q sînt curenții care circulă printr-o fază a statorului, în ipoteza că axa d se confundă cu axa înfășurării considerate, respectiv axa q se confundă cu axa înfășurării considerate.

Caracteristica clasică de mers în gol (3) se ridică experimental, conform schemei electrice reprezentate în figura 3.

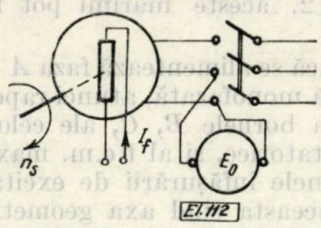


Fig. 3. Schema electrică pentru ridicarea caracteristicii $E_0=f(I_f)$.

În ceea ce privește caracteristicile (4), (5), deși în literatură se subliniază interesul și importanța lor [1, pag. 162], pînă în prezent nu se cunosc scheme care să permită ridicarea experimentală a acestora. În acest scop se propun schemele reprezentate în figura 2, pe care le vom denumi „scheme nesimetrice pentru încercările mașinilor de curent alternativ".

Conform acestor scheme, pentru ridicarea caracteristicilor menționate poate fi alimentată o singură fază (fig. 2), pot fi alimentate două (fig. 4) sau trei faze (fig. 5), de la o sursă monofazată, rotorul fiind deschis și orientat coaxial cu cîmpul inductor în întrefier sau perpendicular pe acest cîmp.

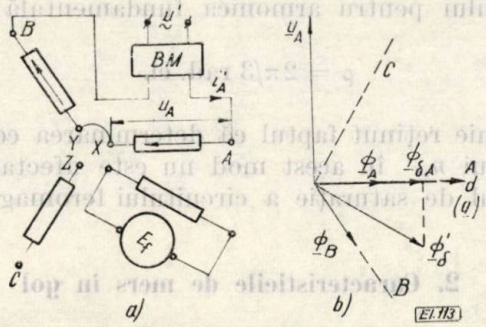


Fig. 4. Schema electrică nesimetrică bifazată.

Caracteristicile de mers în gol, care se obțin prin alimentarea statorului, diferă de caracteristica clasică de mers în gol prin aceea că la același cîmp magnetic în întrefier saturația circuitului feromagnetic este diferită.

Astfel, în cazul caracteristicii clasice la un flux Φ_δ în întrefier, jugul rotorului este parcurs de fluxul magnetic total produs de înfășurarea de excitație Φ_f, care față de Φ_δ prezintă și componenta proprie de scăpări $\Phi_{f\sigma}$, în timp ce în zona dinților și jugului statorului circulă numai fluxul Φ_δ.

În cazul caracteristicilor statorice, la același flux magnetic Φ_δ în întrefier, zona dinților și jugului statorului este parcursă de un flux magnetic mai mare decît fluxul Φ_δ din cauza fluxului de scăpări al fazelor statorului, în timp ce circuitul polului jugului rotorului este parcurs de fluxul Φ_δ.

La funcționarea în sarcină starea, de saturație a circuitului feromagnetic al mașinii la același flux Φ_δ în întrefier este diferită și de prima situație și de cea de-a doua.

3. Analiza schemelor propuse

După cum s-a arătat, schema din figura 2 permite, în afară de ridicarea caracteristicii de mers în gol, și determinarea coeficientului n_{sf}.

Conform acestei scheme, înfășurarea unei faze A se alimentează de la o sursă de curent alternativ de tensiune reglabilă prin intermediul unui bloc de măsură BM care controlează tensiunea aplicată la bornele înfășurării A, X, curentul și puterea absorbită. Voltmetrul, montat la bornele celorlalte două înfășurări, conectate astfel încît t.e.m. indusă să se însumeze, indică t.e.m. indusă de fluxul util în înfășurarea fazei alimentate. Poziția rotorului poate fi controlată prin intermediul indicațiilor unui voltmetru, montat la bornele înfășurării de excitație.

Astfel, dacă voltmetrul acuză indicația maximă la rotirea lină a rotorului în cîmp, poziția respectivă corespunde situației în care axele geometrice A și d se confundă; dacă indicația voltmetrului este nulă, atunci axele A și q coincid.

În primul caz, fluxul magnetic se închide pe circuitul magnetic longitudinal; în al doilea caz — pe circuitul magnetic transversal.

Cu ajutorul datelor măsurate pot fi ridicate caracteristicile (4), (5).

În figura 2, *b* este reprezentată corelația fazorială spațialo-temporală dintre tensiunea $\underline{U}$ aplicată la bornele fazei A și fluxul magnetic rezultant în întrefierul mașinii produs de înfășurarea inductoare ($\underline{\Phi}_\delta$), precum și fluxurile mutuale care îmbrățișează spirele celorlalte faze ($\underline{\Phi}_{BA}$, $\underline{\Phi}_{CA}$) în ipoteza că rezistența activă echivalentă a fazei A este neglijabilă ($R_s = 0$).

Această schemă prezintă avantajul că t.e.m. E_s se măsoară direct.

În funcție de mărimile măsurate direct pot fi calculați următorii parametrii:

— rezistența activă echivalentă

$$R_0 = P_0/I_A^2, \tag{6}$$

unde:

$$R_0 = R_s + R'_0, \tag{7}$$

R_s fiind rezistența activă a fazei A, care se măsoară în curent continuu și R'_0 — rezistența echivalentă pierderilor în fier:

$$R'_0 = R_0 - R_s; \tag{8}$$

— impedanța ramurii de magnetizare:

$$Z'_0 = E_0/I_A; \tag{9}$$

— reactanța ramurii de magnetizare :

$$X'_0 = \sqrt{Z'^2_0 - R'^2_0}; \qquad (10)$$

— impedanța $Z'_{s\sigma}$:

$$Z'_{s\sigma} = \frac{U_A - E_0}{I_A} = \sqrt{R_s^2 + X_{s\sigma}^2}, \qquad (11)$$

unde $X_{s\sigma}$ este reactanța de scăpări a înfășurării A.

În cazurile practice, formulele (5), (6) se simplifică :

$$X'_0 \simeq Z'_0 \qquad (5')$$

$$Z'_{s\sigma} \simeq X_{s\sigma}. \qquad (6')$$

După cum rezultă din formulele arătate, schema permite determinarea parametrilor proprii și mutuali, respectiv a reactanțelor $X_{s\sigma}$ și X'_0, precum și determinarea directă a influenței saturației circuitului magnetic principal, pe de o parte, asupra parametrilor respectivi, cît și influența saturației circuitului magnetic de scăpări asupra acestor parametri, pe de altă parte. Aceasta este singura schemă care permite ridicarea caracteristicii în mers în gol transversale (5).

Un dezavantaj al schemei constă în aceea că pentru ridicarea caracteristicii de mers în gol în zona saturată reclamă un curent mare pentru magnetizarea circuitului magnetic, deci o sursă de curent mare.

Al doilea dezavantaj constă în aceea că la determinarea reactanței de scăpări $X_{s\sigma}$ nu se consideră componenta mutuală a reactanței de scăpări dintre faza considerată și celelalte două faze. Practic, această componentă depinde de tipul de înfășurare, iar valoarea sa poate fi determinată ușor experimental.

Cu ajutorul parametrilor determinați pot fi ușor calculate reactanțele sincrone longitudinală și transversală ale mașinii.

Astfel, dacă axa d se confundă cu axa (A), X'_0 devine X'_{ad}, $Z_{s\sigma}$ devine $Z_{s\sigma d}$, iar dacă axa q se confundă cu axa A, atunci X'_0 devine X'_{aq} și $Z_{s\sigma}$ devine $Z_{s\sigma q}$.

În funcție de acești parametri, reactanțele X_d, X_q pot fi determinate :

$$X_d = X_{s\sigma d} + \frac{3}{2} X'_{ad}; \qquad (7)$$

$$X_q = X_{s\sigma q} + \frac{3}{2} X'_{aq}. \qquad (8)$$

În figura 4, *b* este reprezentată corelația fazorială spațialo-temporală dintre tensiunea aplicată la bornele fazei A și fluxul inductor rezultant ($\underline{\Phi}'_\delta$), produs în întrefier de înfășurările alimentate (A, B) în ipoteza că la bornele unei faze (A) este aplicată aceeași tensiune ca și în cazul precedent.

După cum se observă din figură, fluxul total mutual $\underline{\Phi}'_\delta$ este orientat în întrefier la $\pi/6$ rad. el. față de axele geometrice ale fazelor alimentate și perpendicular pe axa fazei libere : valoarea acestui flux față de fluxul care ar fi stabilit în întrefier, în ipoteza că prin cele două înfășurări ar circula același curent I_a ca și în cazul precedent, ar fi :

$$\Phi'_\delta = \sqrt{3}\, \Phi_\delta, \qquad (9)$$

iar fluxul care îmbrățișează o fază (A sau B) ($\Phi_{\delta A}$, $Q_{\delta B}$) :

$$\Phi_{\delta A} = \Phi'_\delta \cos(\pi/6) = (3/2) \cdot \Phi_\delta.$$

La U_A = const. fluxul $\Phi_{\delta A}$ trebuie să rămînă constant ($\Phi_{\delta A} = \Phi_\delta$) ca în cazul precedent, astfel încît curentul care va circula în acest caz prin faza A (i'_A), va fi de 3/2 ori mai mic decît în cazul anterior [$i'_A = (2/3)\ i_A$].

Această schemă, deci, reproduce condițiile de funcționare ale mașinii caracteristice regimului trifazat.

În acest caz relațiile de calcul sînt :

$$X_{ad} \simeq E_0 / I'_{AD}, \qquad (10)$$

cînd axa d se confundă cu axa fluxului rezultant $\underline{\Phi}'_\delta$ ($E_f = E_{f\,max}$).

T.e.m. E_0 se determină din relația :

$$E_0 = E_{f\,max} \cdot \cos(\pi/6)/n_{sf}. \qquad (11)$$

În acest caz reactanța X_{aq} nu poate fi calculată, deoarece nu poate fi determinată E_0 (E_f).

Reactanțele sincrone longitudinală și transversală se determină din relațiile :

$$X_d \simeq U_A / I'_{Ad} \qquad (12)$$

$$X_q \simeq U_A / I'_{Aq}, \qquad (13)$$

respectiv, reactanța de scăpări longitudinală :

$$X_{s\sigma d} = X_d - X_{ad}. \qquad (14)$$

Și în acest caz corecția de rezistență poate fi introdusă folosind indicațiile wattmetrului.

Un dezavantaj al schemei constă în aceea că pentru ridicarea caracteristicii de mers în gol la valori ale lui E_0 mai mari decît tensiunea nominală reclamă o sursă de tensiune ridicată.

În figura 5, *b* este reprezentată corelația fazorială spațialo-temporală dintre tensiunea aplicată la bornele fazei A și fluxul inductor rezultant produs în întrefier de înfășurările A,

B, C conectate ca în figura 5, a, în ipoteza că la bornele fazei A tensiunea aplicată este aceeași cu tensiunea aplicată în cazurile precedente.

După cum se observă, fluxul rezultant în întrefier $\underline{\Phi}_\delta$ este orientat după axa geometrică a fazei A.

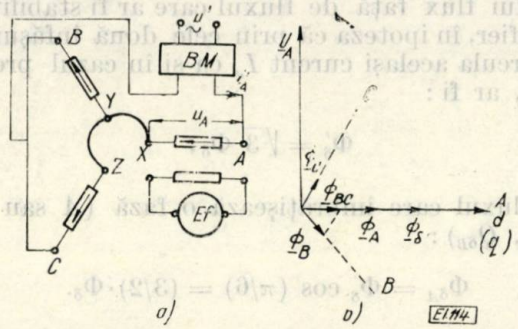


Fig. 5. Schema electrică nesimetrică, trifazată.

În ipoteza că prin înfășurarea A ar circula același curent ca în figura 2, fluxul $\underline{\Phi}_\delta$, care s-ar stabili în întrefier, ar fi de 3/2 ori mai mare decît fluxul corespunzător din schema reprezentată în figura 2. Deoarece însă tensiunea aplicată la bornele fazei A se consideră aceeași ($\underline{U}_A$), fluxul $\underline{\Phi}_\delta$ trebuie să rămînă constant și deci curentul din faza A scade la 2/3 din valoarea care se măsoară în cazul alimentării numai a fazei A ($i'_A = (2/3) \cdot i_A$).

Orientînd axa d a rotorului coaxial cu fluxul $\underline{\Phi}_\delta$ acesta se va închide pe circuitul longitudinal al mașinii, fapt care se controlează cu ajutorul t.e.m. induse în înfășurarea de excitație ($E_f = E_{f\,max}$); orientînd axa q a rotorului coaxial cu fluxul Φ_δ — acesta se va închide pe circuitul transversal ($E_f = 0$).

Parametrii longitudinali și transversali pot fi calculați cu ajutorul formulelor:

— reactanțele sincrone:

$$X_d = U_A / I'_{DA}, \tag{15}$$

$$X_q = U_A / I'_{Aq}; \tag{16}$$

— reactanța ciclică longitudinală a reacției indusului:

$$X_{ad} = E_{0d} / I_{Ad}, \tag{17}$$

unde E_{0d} are expresia

$$E_{0d} = E_{f\,max} / n_{fs}. \tag{18}$$

Cunoscînd pe X_d și X_{ad}, poate fi calculată reactanța de scăpări $X_{s\sigma d}$.

Cu ajutorul schemei reprezentată în figura 6 poate fi determinată reactanța de scăpări a circuitului de excitație.

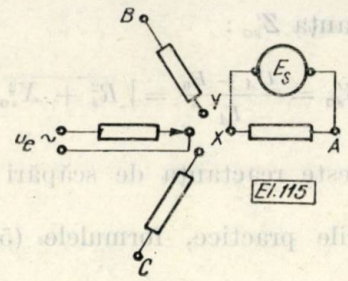


Fig. 6. Schema electrică pentru determinarea reactanței de scăpări a înfășurării de excitație.

4. Influența saturației unuia din circuitele magnetice asupra parametrilor celuilalt

Studiul experimental al influenței saturației unuia din circuitele magnetice asupra parametrilor celuilalt poate fi efectuat folosind schema electrică din figura 7.

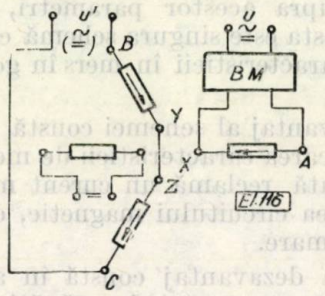


Fig. 7. Schema electrică pentru determinarea experimentală a influenței reacției transversale asupra parametrilor longitudinali (și invers).

Saturația circuitelor magnetice longitudinal sau transversal poate fi modificată sau cu ajutorul înfășurării de excitație sau cu ajutorul circuitelor statorului; menținînd tensiunea electrică constantă la bornele unui circuit electric static, longitudinal sau transversal, și variind saturația circuitului magnetic, electric perpendicular pe primul, se pune în evidență influența saturației circuitului magnetic în cuadratură asupra circuitului considerat. Variația parametrilor circuitului studiat se reflectă în variația curentului stabilit în acest circuit, la bornele căruia tensiunea electrică rămîne constantă.

În acest mod pot fi ridicate experimental curbele:

$$X_d = f(I_q), \tag{19}$$

respectiv:

$$X_{ad} = f(I_q) \tag{19'}$$

$$X_{s\sigma d} = f(I_q) \tag{19''}$$

sau

$$X_q = f(I_d), \qquad (20)$$

respectiv :

$$X_{aq} = f(I_d) \qquad (20')$$

$$X_{s\sigma q} = f(I_d). \qquad (20'')$$

Curbele (19), (20) pot fi ridicate la diferite grade de saturație a circuitelor directe, adică ale circuitelor cărora li se determină parametrii, astfel încît poate fi studiată influența saturației circuitului transversal și în funcție de saturația circuitului direct.

5. Date experimentale

În cadrul laboratorului de mașini electrice al Facultății de electrotehnică din IPB au fost efectuate încercări pe generatorul sincron trifazat UMEB, nr. 54037/1957, avînd următoarele date nominale : $U_n = 400$ V ; $I_n = 36$ A ; $S_n = 25$ kVA ; $\cos \varphi = 0{,}8$; $n_s = 1\,500$ rot/min ; schema de conexiune : stea.

Rezultatele sînt expuse în figurile 8, 9, 10, 11.

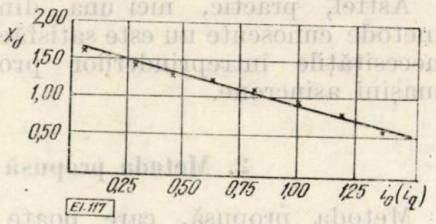


Fig. 8. $x_d = f(i_q)$.

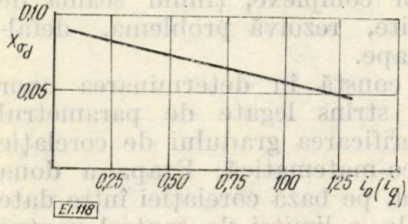


Fig. 9. $x_{\sigma d} = f(i_q)$.

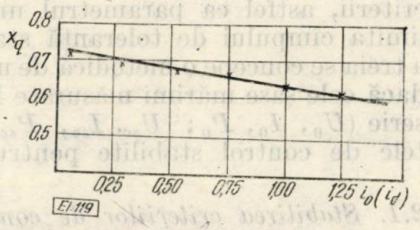


Fig. 10. $x_q = f(i_d)$.

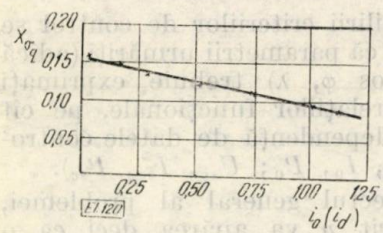


Fig. 11. $x_{\sigma q} = f(i_d)$.

Analiza rezultatelor experimentale permite sublinierea următoarelor concluzii :

— saturația circuitului magnetic în cuadratură cu circuitul considerat influențează considerabil parametrii acestuia din urmă ;

— reactanțele de scăpări ale circuitelor după cele două axe sînt foarte diferite.

Avînd în vedere că generatorul încercat este cu polii inductori pe stator, rezultatele obținute nu sînt caracteristice

6. Concluzii

Schemele nesimetrice propuse în lucrare pentru determinarea parametrilor longitudinali și transversali ai mașinii sincrone cu poli aparenți permit :

— determinarea reactanțelor sincrone statice ale mașinii, inclusiv a reactanței transversale în condiții deosebit de favorabile cu precizia maximă ;

— estimarea cantitativă a saturației circuitului magnetic propriu asupra parametrilor electrici ;

— estimarea cantitativă a saturației circuitului magnetic în cuadratură asupra parametrilor electrici proprii ;

— determinarea reactanțelor de scăpări în condiții de saturație nominală a mașinii.

În concordanță cu cele de mai sus rezultă posibilitatea directă de a verifica gradul de precizie a diferitelor metode utilizate pînă acum în acest domeniu [3, 4].

Bibliografie

[1] *Danilevici, I. B., Dombrowskii, V. V.* și *Kazovskii, E. I.* Parametri elecktriceskih mașin peremennogo toka. Moscova, Leningrad, Editura Nauka, 1965.

[2] *Nedelcu, V. N.* O nouă metodă pentru determinarea experimentală a raportului de transformare la motoarele asincrone. In : Electrotehnica, nr. 7, 1966.

[3] *Nürnberg, W.* Die Prüfung elektrischer Maschinen. Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer-Verlag, 1959.

[4] *Jerve, J. K.* Promîșlenie isspitania elektritceskih mașin. Moscova, Gosenergoizdat, 1959.

Intrat în redacție la 20.XII.1966

Metoda de interpretare a datelor controlului de serie la mașini asincrone

BERNARD OPRENDECK* — Timișoara

CZ 621.313.333.002.2 : 658.513

1. Generalități

În cazul motoarelor asincrone, cele mai multe standarde prevăd supunerea fiecărei mașini la probele controlului de serie. Acestea conțin, pe lîngă altele, încercarea de mers în gol și încercarea de mers în scurtcircuit, măsurîndu-se U_0, I_0, P_0 și U_{sc}, I_{sc}, P_{sc}. Prin interpretarea acestor șase mărimi trebuie să se determine dacă următorii parametri: randamentul η_n, încălzirea θ_n, factorul de putere cos φ_n, curentul relativ de pornire k_{Ip}, cuplul relativ de pornire k_{cp}, suprasarcinarea λ și cuplul minim respectă limitele impuse.

Metoda de interpretare trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

— prin interpretarea datelor controlului de serie să permită evaluarea cantitativă a tuturor parametrilor arătați;

— în funcție de încadrarea parametrilor arătați, evaluați într-un cîmp de toleranțe bine conturat, să atribuie cu certitudine calificativul de „corespunde" sau „nu corespunde" pentru mașina încercată;

— în cazul calificativului „nu corespunde" să indice cauza rebutului;

— metoda să aibă o fundamentare riguros științifică;

— precizia metodei să fie cantitativ determinabilă și apropiată de cea a măsurătorilor;

— metoda de interpretare să se bazeze numai pe date experimentale (nu pe date de proiectare, relații funcționale teoretice, diagrama cercului sau pe admiterea unor constante arbitrare);

— să nu ceară o calificare tehnică a controlorului, diferită de cea normală;

— să fie expeditivă, rapidă și să nu ceară un volum de muncă în plus, ținînd seamă de numărul foarte mare de mașini încercate;

— metoda să fie eficientă din punct de vedere economic. Costul pregătirii și aplicării să se încadreze în limitele normale.

Analizînd, prin prisma acestor cerințe, metodele cunoscute, rezultă următoarele:

— metoda limitelor individuale [1, p. 407] la care se fixează separat limite pentru fiecare mărime măsurată la încercările de serie nu este satisfăcătoare. Analizele făcute [2], [3], [4], [5] arată, teoretic și experimental, imposibilitatea fixării acestor limite, cum și lipsa de certitudine a concluziilor trase;

— metoda limitelor fixate pentru perechi de valori ale controlului de serie, propusă de Goldberg [6], [7], [8], reprezintă un progres. Metoda se bazează însă pe relații funcționale, pe diagrama cercului și pe admiterea arbitrară a unor mărimi drept constante. De asemenea, nu permite estimarea tuturor parametrilor impuși și cere un volum mare de muncă. Analiza teoretică și experimentală a metodei [3], [4], [5] a subliniat deficiențele legate de fixarea limitelor și incertitudinea concluziilor obținute.

Astfel, practic, nici una dintre cele două metode cunoscute nu este satisfăcătoare pentru necesitățile întreprinderilor producătoare de mașini asincrone.

2. Metoda propusă

Metoda propusă, care poate fi denumită metoda criteriilor complexe, ținînd seamă de condițiile stabilite, rezolvă problema, defalcînd-o în trei etape.

Prima etapă constă în determinarea unor criterii cît mai strîns legate de parametrul urmărit și în verificarea gradului de corelație pe cale statistico-matematică. Etapa a doua prevede stabilirea, pe baza corelației între date pur experimentale, a limitei de control pentru criterii, astfel ca parametrul urmărit să fie în limita cîmpului de toleranță stabilit. În etapa a treia se concepe o metodică de urmărire rapidă, dacă cele șase mărimi măsurate la încercarea de serie (U_0, I_0, P_0; U_{sc}, I_{sc}, P_{sc}) respectă limitele de control stabilite pentru criterii.

2.1. Stabilirea criteriilor de control

În vederea stabilirii criteriilor de control se pleacă de la faptul că parametrii urmăriți (adică θ, η, k_{Ip}, k_{cp}, cos φ, λ) trebuie exprimați analitic pe baza relațiilor funcționale, pe cît posibil numai în dependență de datele controlului de serie (U_0, I_0, P_0; U_{sc}, I_{sc}, P_{sc}).

Privit sub aspectul general al problemei, parametrul urmărit p va apărea deci ca o funcție dependentă atît de datele controlului de serie cuprinse în criteriul c, cît și de unele date necunoscute cuprinse în funcția α:

$$p = f(c, \alpha), \qquad (1)$$

* Ing. *B. Oprendeck* este șef de lucrări la catedra de mașini electrice, Institutul politehnic-Timișoara.

unde :

$$c = f_1(U_0, I_0, P_0; U_{sc}, I_{sc}, P_{sc}).$$

Presupunînd că argumentul c are un rol hotărîtor și că α are un rol cu totul secundar, determinînd doar variații statistice mici, rezultă că, în esență, parametrul p poate fi privit ca o funcție stohastică dependentă de criteriul c :

$$p = F_{stoh}(c). \tag{2}$$

Ipoteza că α are un rol secundar se verifică în etapa a doua a calculului.

Plecînd de la relațiile funcționale, expresiile criteriilor sînt [5] :

$$- c_0 = P_0\left(\frac{U_n}{U_0}\right)^2 + P_{sc}\left(\frac{I_n}{I_{sc}}\right)^2 \tag{3}$$

$$- c_\eta = c_0 \tag{4}$$

$$- c_{k_{Ip}} = I_{sc}\left(\frac{U_{scn}}{U_{sc}}\right) \tag{5}$$

$$- c_{k_{cp}} = P_{sc}\left(\frac{U_{sc_n}}{U_{sc}}\right)^2 - r_e\left(I_{sc}\frac{U_{sc_n}}{U_{sc}}\right)^2 \tag{6}$$

$$- c_\varphi = \frac{I_{sc}\left(\frac{U_{nsc}}{U_{sc}}\right)}{I_0\left(\frac{U_n}{U_0}\right)} \tag{7}$$

$$- c_\lambda = c_\varphi \tag{8}$$

$$- c_\delta = I_0\left(\frac{U_n}{U_0}\right), \tag{9}$$

unde :

$$\begin{aligned} &r_e = r_{1_f} \text{ — la conexiunea } \Delta ; \\ &r_e = 3\, r_{1_f} \text{ — la conexiunea } Y ; \\ &c_\delta \text{ — criteriul pentru aprecierea întrefierului.} \end{aligned} \tag{10}$$

2.2. *Stabilirea limitelor de control ale criteriilor*

Așa cum s-a arătat, criteriile formate din cele șase valori (U_0 , I_0 , P_0 ; U_{sc}, I_{sc}, P_{sc}), măsurate la probele de serie, nu cuprind deci absolut toate variabilele de care depinde parametrul urmărit. Legătura stohastică între parametru (funcția) și criteriu (argumentul), respectiv dependența statistică $p = F_{stoh}(c)$, are o reprezentare grafică conform figurii 1. Față de o legătură funcțională care apare în planul axelor de coordonate ca o curbă, dependența stohastică este reprezentată de un domeniu de corespondență.

Acest domeniu este caracterizat prin faptul că conține așa-numita curbă de regresie (aa') care reprezintă valoarea maxim probabilă a parametrului pentru un criteriu dat. Depărtîndu-se de curba de regresie, probabilitatea de existență a unei valori a parametrului pentru același criteriu scade după o curbă de repar-

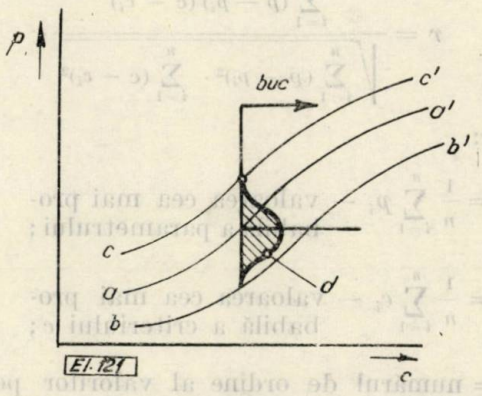


Fig. 1. Dependența stohastică între parametru și criteriu.

tiție statistică (d). Limitele domeniului în afara cărora nu mai există, cu o probabilitate dată, un parametru de valoare corespondentă cu criteriul, se numesc limitele zonei de confidență. Astfel există limita superioară (cc') și limita inferioară (bb').

În cazul cercetat se pot face unele precizări. Astfel, un studiu făcut de Soroker și Goldberg [7], [13], extins la peste 20 000 de motoare de inducție de aproape o sută de tipuri, a arătat că curba de repartiție a diferiților parametri este cea normală. De asemenea, ținînd seamă că, în cadrul unui lot de fabricație, împrăștierea parametrilor este relativ mică (de ordinul procentelor) se poate înlocui pentru intervalul în cauză curba de regresie cu o dreaptă de regresie, conform figurii 2, unde aa' reprezintă

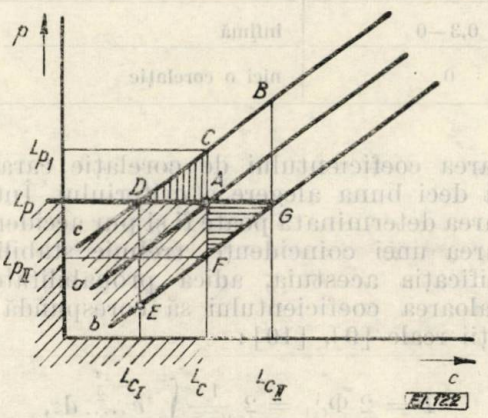


Fig. 2. Stabilirea limitelor de control pentru criterii în cazul unei corelații liniare (L_{C_I} corespunde la $q_I = 0$, iar L_{CII} la $q_{II} = 0$).

dreapta de regresie, iar bb' și cc', dreptele — limită ale zonei de corespondență. Din aceleași cauze, dreptele limită pot fi considerate paralele cu curba de regresie. Gradul de core-

lație r, respectiv cît de strînsă este legătura dintre parametru și criteriu, rezultă în acest caz după formula lui Pearson [9], [10]:

$$r = \frac{\sum_{i=1}^{n} (p - p_i)(\bar{c} - c_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n} (\bar{p} - p_i)^2 \cdot \sum_{i=1}^{n} (\bar{c} - c_i)^2}}, \qquad (11)$$

unde:

$$\bar{p} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} p_i \quad \text{— valoarea cea mai probabilă a parametrului;} \qquad (12)$$

$$\bar{c} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} c_i \quad \text{— valoarea cea mai probabilă a criteriului } c; \qquad (13)$$

i = numărul de ordine al valorilor pereche (parametru p — criteriu c).

Gradul de corelație, care în valoare absolută poate lua orice valoare între zero și unu, caracterizează dependența. Interpretarea valorii coeficientului de corelație, după Klega [11], rezultă din tabela 1.

Tabela 1

Interpretarea valorii coeficientului de corelație	
Valoarea coeficientului de corelație r	Rigurozitatea legăturii
1	funcție riguros liniară
1—0,9	corelație liniară foarte strînsă
0,9—0,7	ridicată
0,7—0,5	remarcabilă
0,5—0,3	moderată
0,3—0	infimă
0	nici o corelație

Valoarea coeficientului de corelație caracterizează deci buna alegere a criteriului. Întrucît valoarea determinată poate fi și pur accidentală, urmarea unei coincidențe, trebuie stabilită și semnificația acestuia, adică probabilitatea P ca valoarea coeficientului să corespundă unei situații reale [9], [10]:

$$P = 2\,\Phi_{(z)} = 2\,\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{z^2}{2}} \,\mathrm{d}z, \qquad (14)$$

unde:

$$z = \frac{|r|}{1 - r^2} \sqrt{n};$$

n — numărul valorilor parametru — criteriu cercetate.

Practic, se calculează z, iar pentru valoarea aflată se citește $\Phi\,(z)$ (funcție Laplace) din tabelă.

Lățimea zonei de confidență a întregului domeniu ($AC = AF$, fig. 2) este caracterizată de eroarea S_p a estimației, unde, după Klega [11]:

$$S_p = \sqrt{1 - r^2} \cdot \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (\bar{p} - p_i)^2}{n - 1}} = \sqrt{1 - r^2} \cdot \sigma_p. \qquad (15)$$

La o repartiție normală, probabilitatea de a fi în afara distanței de 2 S_p este sub 2,5 % în fiecare sens.

Ecuația dreptei de regresie rezultă conform notațiilor arătate:

$$p = \bar{p} + r\,\frac{\sigma_p}{\sigma_c}\,(c - \bar{c}), \qquad (16)$$

unde:

$$\sigma_p = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (\bar{p} - p_i)^2}{n - 1}} \qquad (17)$$

$$\sigma_c = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (\bar{c} - c_i)^2}{n - 1}} \qquad (18)$$

și permite calculul valorii celei mai probabile a parametrului pentru o valoare dată a criteriului.

Ecuația dreptelor-limită a zonei de confidență pentru întreaga corelație (cu probabilitatea de 95 %) rezultă ținînd seamă de eroarea estimației de:

limita superioară:

$$p_s = \bar{p} + 2\,s_p + r\,\frac{\sigma_p}{\sigma_c}\,(c - \bar{c}); \qquad (19)$$

limita inferioară:

$$p_i = \bar{p} - 2\,s_p + r\,\frac{\sigma_p}{\sigma_c}\,(c - \bar{c}). \qquad (20)$$

Cunoscînd ecuațiile dreptei de regresie și ale limitelor zonei de confidență, se poate rezolva problema determinării limitei de control L_c a criteriului care să corespundă limitei de control impusă L_p a parametrului.

Folosind ecuația dreptei de regresie, limita de control al criteriului rezultă:

$$L_c = \bar{c} + \frac{\sigma_c}{r\sigma_p}\,(L_p - \bar{p}). \qquad (21)$$

La un control statistic, unde, din cauza dependenței stohastice în cazul de față, concluziile sînt caracterizate de o anumită probabilitate de verificare, se pune totdeauna problema riscului

unei afirmații greșite. Astfel, apar riscul furnizorului q_I (sau riscul de gradul I) de a respinge mașini efectiv bune și riscul beneficiarului q_{II} (sau riscul de gradul II) de a accepta mașini cu parametri necorespunzători. Astfel, dacă parametrul urmărit are o limită inferioară de control L_{pi}, motoarele cu valoare mai mică sînt considerate necorespunzătoare (fig. 2). Pe baza dreptei de regresie rezultă limita inferioară de control L_{ci} a criteriului, căreia, ca valoare, cu maxim de probabilitate îi corespunde limita de control al parametrului. Deci motorul avînd criteriul mai mic decît limita L_{ci}, poate fi considerat necorespunzător. Din figura 2 se observă că în acest caz riscul furnizorului q_I (corespunzător segmentului AC) este egal cu riscul beneficiarului q_{II} (corespunzător segmentului AF'). Acest caz este recomandat de N. Rancu și L. Tövissi [12, pag. 192] pentru uzul practic al unui control statistic din cauza echității riscului între beneficiar și furnizor și cu atît mai mult în cazul de față unde la limită și pe unicat (pentru un motor și nu pentru lot) afirmațiile au maximul de probabilitate. Se observă (fig. 2) că riscul furnizorului este, practic, zero ($\varepsilon \approx 0{,}025$) pentru valoarea L_{cI} a criteriului pentru care limita parametrului L_{ci} apare drept valoare limită superioară a zonei de confidență. Folosind deci expresia dreptei-limită superioară a zonei de confidență, rezultă conform ecuației (19):

$$L_{cI} = \bar{c} + \frac{\sigma_c}{r\sigma_p}(L_p - \bar{p} - 2S_p), \qquad (22)$$

respectiv, regrupînd factorii și folosind ecuațiile (15) și (21):

$$\begin{cases} L_{cI} = L_c - 2\dfrac{\sqrt{1-r^2}}{r}\cdot\sigma_c \\ q_t = 0. \end{cases} \qquad (23)$$

Din punct de vedere practic, adoptînd riscul furnizorului egal cu riscul beneficiarului $q_I = q_{II}$, un motor va fi găsit corespunzător dacă respectă limita L_c a criteriului, căreia îi corespunde, cu maximum de posibilitate, limita de toleranță L_p a parametrului. Pentru lotul de mașini care au tocmai $c = L_c$ rezultă un risc al furnizorului q_I de a respinge eronat mașina cu $p > L_{pi}$ sau riscul beneficiarului q_{II} de a admite eronat mașini cu $p < L_{pi}$, conform considerentelor amintite de:

$$\begin{cases} q_I = \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}}\displaystyle\int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{z^2}{2}}\,dz = F_{(z)} \\ q_{II} = 1 - q_I, \end{cases} \qquad (24)$$

unde:

$$z = \frac{L_p - p}{\sqrt{1-r^2}\,\sigma_p},$$

curba de eficacitate $q = f(p)$ fiind trecută în diagrama din figura 3 pentru un parametru limitat inferior. Pentru un parametru limitat superior q_I trec în q_{II} și invers.

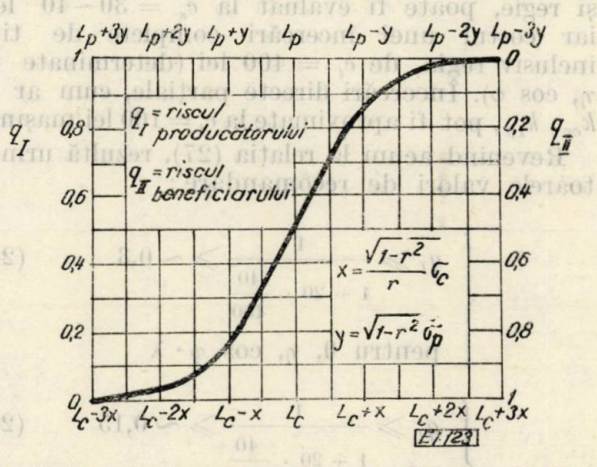


Fig. 3. Curba de eficacitate pentru o selecție după criteriu, la un parametru limitat inferior $q = f(c)$ și pentru o selecție după parametru, pentru lotul de motoare ce au $c = L_c$, $q = f(p)$.

Motorul găsit necorespunzător, adică cu $c < L_{ci}$ (sau $c > L_{cs}$), nu este direct declarat rebut și trimis la remaniere, ci în funcție de riscul furnizorului, supus la probe mai precise. În ultimă analiză, hotărîtor în această privință este aspectul economic al problemei. Rentabilitatea încercărilor directe (de tip) în aceste cazuri implică ca costul încercărilor de tip inutile să fie mai mic decît cel al remanierilor inutile. Astfel, notînd cu c_t costul unei încercări directe de tip, c_s costul remanierilor inclusiv încercările de serie și cu n_g numărul mașinilor unui lot rezultă drept condiții ale rentabilității încercărilor directe:

$$c_t \cdot q_{II} \leqslant c_s \cdot q_I \cdot n_g, \qquad (25)$$

respectiv corolarele:

$$n_g \geqslant \frac{c_t}{c_s}\,\frac{q_{II}}{q_I} \qquad (26)$$

$$q_I \geqslant \frac{1}{1 + n_g\dfrac{c_s}{c_t}}\cdot \qquad (27)$$

Interpretînd relațiile (26) și (27), rezultă deci recomandarea ca mașinile respinse din cauză că $q_I < 0{,}5$ să fie grupate în loturi și, pe baza încercării directe a mașinii cu datele controlului de serie cele mai slabe, să se decidă admiterea sau respingerea lotului întreg.

Admițînd, de exemplu, că la o producție de 2 000—3 000 motoare asincrone/lună poate să apară un procent de 1% mașini cu calități incerte și deci un număr de 20—30 de mașini/lună respinse în total și că în fabricație lunară sînt în medie 2—3 tipuri de mașini, rezultă că pe tip de mașină trebuie contat la aproximativ

10—20 mașini respinse avînd $q_I < 0{,}5$ (deci $n_g = 10—20$). Costul unei remanieri la un motor de 10—40 kW, inclusiv probele de serie și regie, poate fi evaluat la $c_s = 30—40$ lei, iar costul unei încercări complete de tip, inclusiv regia, de $c_t = 400$ lei (determinate θ, η, cos φ). Încercări directe parțiale, cum ar fi k_{cp}, k_{Ip}, pot fi aproximate la $c_t = 100$ lei/mașină.

Revenind acum la relația (27), rezultă următoarele valori de recomandare:

$$\begin{cases} q_I \geqslant \dfrac{1}{1 + 20 \cdot \dfrac{40}{400}} \geqslant \sim 0{,}3 \\ \text{pentru } \theta,\ \eta,\ \cos\varphi \cdot \lambda \end{cases} \tag{28}$$

$$\begin{cases} q_I \geqslant \dfrac{1}{1 + 20 \cdot \dfrac{40}{400}} \geqslant \sim 0{,}15 \\ \text{pentru } k_{cp},\ k_{Ip} \end{cases} \tag{29}$$

Deci pentru mașini care la θ, η, cosφ au riscul furnizorului cuprins între 0,3 și 0,5 (fig. 3), respectiv criteriile cuprinse între:

$$\begin{cases} 0{,}5 < q_I < 0{,}3 \text{ pentru } \theta,\ \eta,\ \cos\varphi \\ L_{ci} > c > L_{ci} - \dfrac{\sqrt{1 - r^2}}{2r} \cdot \sigma_c \\ L_{cs} < c < L_{cs} + \dfrac{\sqrt{1 - r^2}}{2r} \cdot \sigma_c \end{cases} \tag{30}$$

se recomandă gruparea tuturor acestor mașini în loturi cu datele de serie asemănătoare și încercarea directă a parametrului probabil necorespunzător al motorului cu datele probelor de serie cele mai slabe. Pe baza încercării se admite sau se respinge întregul lot în cauză.

La mașini la care parametrul încercat este k_{cp} sau k_{Ip}, pe baza relației (29), se recomandă același lucru, însă pentru limitele lărgite, la:

$$\begin{cases} 0{,}5 > q_I > 0{,}15 \\ L_{ci} > c > L_{c_i} - \dfrac{\sqrt{1 - r^2}}{r} \sigma_c \\ L_{cs} < c < L_{cs} + \dfrac{\sqrt{1 - r^2}}{r} \sigma_c \end{cases} \tag{31}$$

pentru un criteriu limitat superior L_{cs} sau pentru un criteriu limitat inferior L_{ci}.

Mașinile neîncadrate în aceste zone sînt returnate direct în producție pentru remaniere, care rezultă în acest caz mai economică decît supunerea acestor motoare la încercări de tip. La fel trebuie procedat dacă numărul de motoare respinse din cauza $q_I < 0{,}5$ este mai mic decît $n_g < (10—20)$ buc.

Cercetarea calității motoarelor se va face deci, în concluzie, după schema de control din tabela 2.

Un considerent de bază, neglijat cu totul de metodele amintite din literatură, îl reprezintă problema preciziei controlului. Eroarea pro-

Tabela 2

Criteriul θ, η, cos φ	Decizia de luat	Riscul	Numerotarea zonei	Criteriul k_{cp}, k_{Ip}
I	motoare admise direct	$q_I = q_{II}$	zona I	I
L_c				L_c
II	zona de toleranță		zona a II-a	II
L_{c_T}				L_{c_T}
III	mașini admise sau respinse în grupuri având datele controlului de serie identice, pe baza încercării suplimentare directe a motorului cu performanțele cele mai slabe din grupul în cauză	$q_I = 0{,}3 - 0{,}5$		
$L'_c = L_c \pm \frac{1}{2} x$		$q_I < 0{,}3$	zona a III-a	III
		$q_I = 0{,}15 - 0{,}5$		$L_{c_T} \pm x = L'_c$
IV	mașini respinse direct pentru remaniere	$q_I < 0{,}15$	zona a IV-a	IV
$x = \dfrac{\sqrt{1 - r^2}}{r} \sigma_c$				

babilă la calculul limitei de control al criteriului se estimează analizînd expresia limitei de control al criteriului (21):

$$L_c = \bar{c} \pm \frac{\sigma_c}{r\sigma_p}(p - \bar{p}) = A \pm B. \quad (32)$$

Se remarcă faptul că în cadrul unui lot și al unei corelații normale:

$$\begin{cases} |p - \bar{p}| < 3 \cdot \sigma_p \\ r = 0{,}6 - 0{,}7 \end{cases} \quad (33)$$

și deci:

$$B < (4 \sim 5)\,\sigma_c.$$

Ținînd cont că ordinul de mărime al lui σ_c este de (1—3)% din $\bar{c}$, rezultă că termenul B are o pondere mică față de A, întrucît $\left(\frac{B}{A} < 0{,}1\right)$, și, ca atare, și eroarea ce afectează partea B este, practic, neglijabilă. În fond deci eroarea de determinare a limitei de control este eroarea cu care se determină media criteriului $\bar{c}$.

Întrucît, din punct de vedere practic, riscul furnizorului nu este mare, mașinile respinse fiind trecute doar la probe mai precise, se consideră satisfăcătoare determinarea erorii unilaterale cu o probabilitate de $P = 0{,}85$. În acest caz variabila aleatorie rezultă de $z = 1$. Eroarea probabilă $\Delta\bar{c}$ la determinarea mediei criteriului rezultă deci conform [10], [12] de:

$$\begin{cases} \Delta\bar{c} = \dfrac{\sigma_c}{\sqrt{n}} \\ P = 0{,}85, \end{cases} \quad (34)$$

respectiv limita de toleranță L_{cT} (limita de încredere) pentru limita criteriului se obține deci din:

$$\begin{cases} L_{cT} = L_{ci} - \dfrac{\sigma_c}{\sqrt{n}} & (35) \\ L_{cT} = L_{cs} + \dfrac{\sigma_c}{\sqrt{n}}, & (36) \end{cases}$$

după cum criteriul este limitat inferior sau superior.

2.3. *Problemele practice ale calculului*

Calculele numerice au avut la bază ipoteza unei funcții de repartiție normale, fapt verificat de literatură [13]. Pentru ridicarea preciziei acestor curbe a fost necesară eliminarea mașinilor cu defecte grosolane de fabricație, respectiv a acelora care au probabilitatea P de a aparține lotului mai mică de:

$$\begin{cases} P = \left[\dfrac{1}{\sqrt{2\pi}}\displaystyle\int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{z^2}{2}}\,dz\right] < 0{,}0015 \\ z = \dfrac{\bar{x} - x_i}{\sigma_x}. \end{cases} \quad (37)$$

Din aceleași motive se elimină din lot mașinile care, din cauza unor defecțiuni grosolane, au o probabilitate P mai mică de 0,15 de a reprezenta legătura stohastică, adică:

$$\begin{cases} P = \left\{\dfrac{1}{2\pi\sigma_p\sigma_c\sqrt{1-r^2}} \cdot \right. \\ \left. \cdot \iint_D e^{-\frac{1}{2(1-r^2)}\left[\left(\frac{\bar{p}-p}{\sigma_p}\right)^2 + \left(\frac{\bar{c}-c}{\sigma_c}\right) - 2r\frac{(\bar{p}-p)(\bar{c}-c)}{\sigma_p \quad \sigma_c}\right]} \cdot \right\} dpdc. \\ P < 0{,}15 \end{cases} \quad (38)$$

Volumul foarte mare de calcule a impus folosirea în acest scop a unui calculator numeric. Programarea s-a făcut pentru calculatorul MECIPT—1 [14], care satisface ușor cerințele în acest domeniu al industriei naționale. Privit sub aspectul economic a rezultat o eficiență tehnico-economică netă a utilizării unui calculator numeric. Precizia calculelor crește mult, iar timpul și volumul de lucru necesar din partea întreprinderii se reduc la un minim posibil — la extragerea pe un borderou a datelor încercărilor de tip pentru motorul în cauză. Pe baza acestei liste, calculatorul determină limitele pentru criterii, cum și erorile de calcul probabile.

2.4. *Metodica de control pe baza limitelor criteriilor*

Cunoscînd limitele de control ale criteriilor, se pune problema stabilirii unei metodici de urmărire dacă cele șase mărimi (U_0, I_0, P_0; U_{sc}, I_{sc}, P_{sc}) ale motorului cercetat respectă aceste limite.

Metodicii de lucru i se impun, de către cerințele practicii industriale, următoarele condiții:

— precizia să fie corespunzătoare;

— controlul respectării limitelor să fie cît mai rapid și sigur;

— interpretarea să fie simplă, intuitivă, fără pretenții prea mari la manoperă;

— să nu fie necesare încercări de serie la tensiuni riguros constante și nici recalculări la $U_0 = \text{const.}$ sau $U_{sc} = \text{const.}$

Ultima condiție este subliniată de G. K. Jerve [1, p. 411] drept un neajuns general și important al metodelor cunoscute, întrucît numărul foarte mare de mașini care se perindă la un stand industrial de serie reclamă un volum foarte mare de muncă.

Rezolvarea problemei se face pornind de la expresiile criteriilor de control. Astfel, observînd, de exemplu, condiția impusă de limita de toleranță pentru încălzire:

$$c_0 = P_0\left(\frac{U_n}{U_0}\right)^2 + P_{sc}\left(\frac{I_n}{I_{sc}}\right)^2 \leqslant L_{c0} \qquad (39)$$

și, punînd relația (39) sub forma:

$$y + x \leqslant L_{c0}, \qquad (40)$$

unde:

$$y = \alpha_1\beta_1; \quad \alpha_1 = P_0; \quad \alpha_2 = P_{sc}; \qquad x = \alpha_2\beta_2; \quad \beta_1 = \left(\frac{U_n}{U_0}\right)^2; \quad \beta_2 = \left(\frac{I_n}{I_{sc}}\right)^2, \qquad (41)$$

rezultă că în ecuațiile (39), (40), adică condiția impusă criteriului

$$c_0 < L_{c0}$$

corespunde unei părți din planul XOY mărginit de dreapta corespunzătoare ecuației (40). Calculele intermediare $y = \alpha_1\beta_1$, $x = \alpha_2\beta_2$ se pot executa ușor prin intermediul unei nomograme în N (fig. 4) cu scări duble. Egalînd criteriul cu

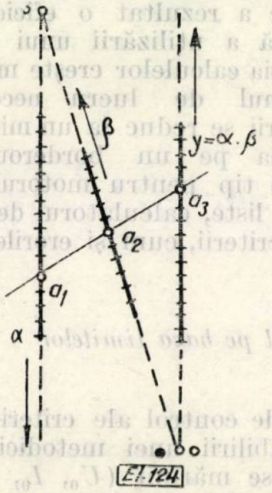


Fig. 4. Nomogramă în N pentru calculul relațiilor de tip $y = \alpha \cdot \beta$.

limita sa de control L_c, apoi pe rînd cu L_{cT}, L', se obțin zonele I, II, III, IV conform schemei de control. Nomograma de control pentru încălzirea θ, apare sub forma finală în figura 5. Procedînd identic pentru controlul tuturor parametrilor nominali [5], se obțin în total trei domenii de control, conform figurilor 5, 6 și 7. Din analiza expresiilor criteriilor (3)—(9) și cu ajutorul domeniilor de control din figurile 5, 6, și 7 se observă că se pot fixa ușor și pe bază științifică [5] limite individuale de control:

$$P_0 < P_{0\,max}; \quad P_{sc\,min} < P_{sc} < P_{sc\,max}; \qquad (42)$$
$$I_{0\,min} < I_0 < I_{0\,max}; \quad I_{sc\,min} < I_{sc} < I_{sc\,max}$$

a căror respectare arată că motorul are parametrii nominali corespunzători. Nerespectarea limitelor nu indică însă că motorul este necorespunzător, ci doar că trebuie cercetat pe baza nomogramelor de control (fig. 5, 6, 7).

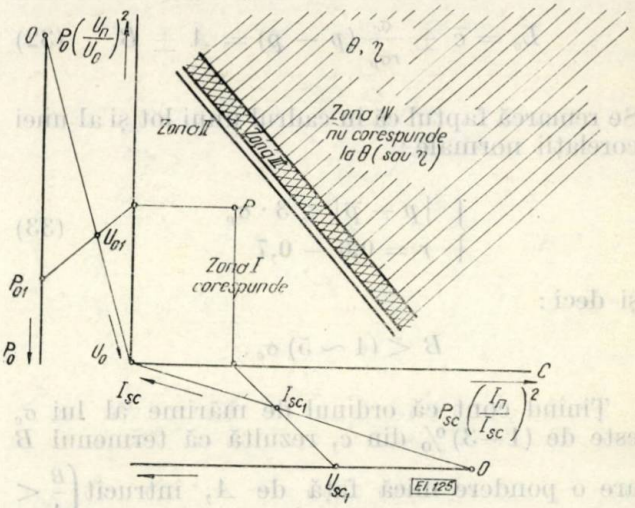


Fig. 5. Zona de control pentru θ și η.

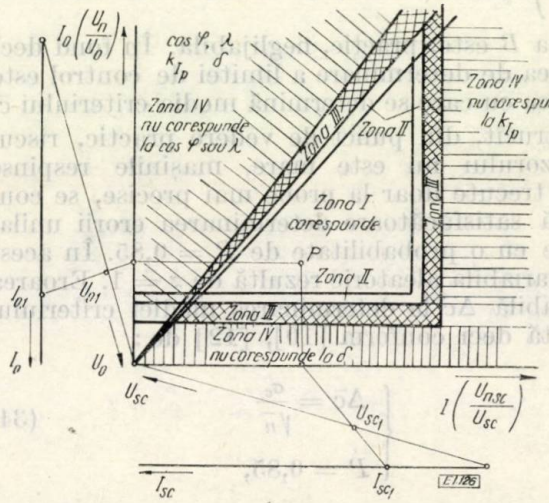


Fig. 6. Zona de control pentru cos φ, λ, k_{I_p} și δ.

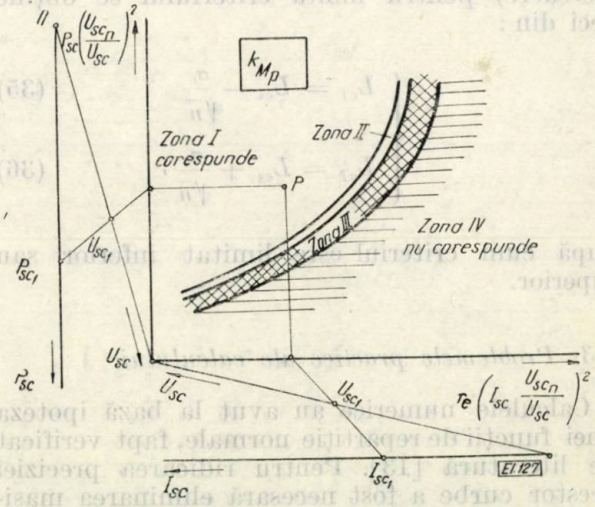


Fig. 7. Zona de control pentru k_{c_p}.

Verificarea calității unui motor de inducție pe baza metodei elaborate decurge în modul următor:

— la încercarea de control de serie se măsoară U_0, I_0, P_0; U_{sc}, I_{sc}, P_{sc};

— dacă mărimile măsurate respectă toate limitele individuale de control (42) rezultă că motorul corespunde din punctul de vedere al respectării cîmpului de toleranțe ale parametrilor urmăriți;

— dacă, și numai, o inecuație este nerespectată, motorul trebuie cercetat pe baza nomogramei, însă numai pe domeniul cu mărimea în cauză.

În acest scop se plasează punctul P de coordonate P (U_0, I_0, P_0; U_{sc}, I_{sc}, P_{sc}) în domeniul de control și, în funcție de zona în care se încadrează, se hotărește dacă punctul P cade în:

— zona I — mașina corespunde;

— zona a II-a — mașina corespunde (zona de toleranță, determinată de limita de încredere);

— zona a III-a — mașina probabil nu corespunde. Se acceptă sau se respinge în grupuri de mașini cu aceleași date de control (U_0, P_0, I_{sc}, P_{sc}) pe baza încercării suplimentare directe a motorului cu datele cele mai slabe din grup;

— zona a IV-a — mașina este sigur necorespunzătoare. Se respinge pentru remaniere.

Astfel, prin plasarea simplă, intuitivă, a punctului în zona de control, numai pe baza datelor măsurate și fără vreo recalculare se poate da cu certitudine calificativul de corespunde, iar pentru mașinile respinse se indică imediat și eficient cauza și modalitatea de recuperare.

3. Verificări experimentale

Problema verificărilor experimentale fiind socotită de o importanță specială, face obiectul unui articol separat care urmează acestuia. Din aceste experimentări și aplicări în practica industrială rezultă că, privită în general, metoda a satisfăcut condițiile enumerate, afirmîndu-se prin utilitatea ei directă pentru întreprinderile constructoare de mașini asincrone. Pe baza rezultatelor dobîndite, metoda, experimentată în colaborare cu Oficiul de control al mărfurilor (O.C.M) și cu ajutorul întreprinderii „Electromotor—Timișoara a fost propusă de către aceștia pentru generalizare.

4. Concluzii

Revăzînd în ansamblu problemele legate de controlul tehnic de serie, rezultă următoarele concluzii:

— datele controlului de serie trebuie grupate în criterii referitoare la parametrul urmărit;

— limitele criteriilor se pot fixa pe baza limitelor mărimilor nominale (stabilindu-se pe bază de calcul statistic corelația dintre criterii și parametru) prin compararea datelor încercărilor de tip cu cele de serie;

— aprecierea rapidă, dacă datele controlului de serie respectă limitele criteriilor, se poate face prin construirea unor zone de control combinat cu nomograme în N;

— volumul mare de calcule necesare se poate rezolva prin utilizarea unui calculator electronic numeric.

În urma experimentării metodei elaborate a reieșit că:

— datele experimentale confirmă justețea și precizia scontată, care sînt în concordanță cu curba de eficacitate;

— folosirea calculatorului numeric MECIPT-1 s-a dovedit eficientă. Programarea fiind făcută, calculatorul acoperă cu ușurință necesitatea industriei naționale în acest domeniu;

— metodica de lucru și manopera redusă fac ca metoda să corespundă necesităților industriale.

Aplicarea timp de peste doi ani a soluției în cadrul unei întreprinderi industriale a permis verificarea eficienței tehnico-economice scontate.

Bibliografie

[1] *Jerve, G. K.* Încercările industriale ale mașinilor electrice (traducere din limba rusă), București, Editura tehnică, 1961.

[2] *Teodor, F.* Metode ale statisticii matematice cu aplicație la controlul calității motoarelor electrice de putere mică produse în serie mare. În: Electrotehnica **11**, nr. 10, 1963, p. 361—368.

[3] *Oprendeck, B.* și *Babuția, I.* Analiza eficienței controlului tehnic de serie al mașinilor de inducție. În: Electrotehnica **11**, nr. 11—12, 1963, p. 408.

[4] *Oprendeck, B.* și *Babuția, I.* Metodă statistică pentru interpretarea măsurătorilor controlului de serie al mașinilor electrice. Calculul economic. București, Editura Academiei R.P.R., 1964. Culegere editată sub redacția prof. Manea Mănescu, membru corespondent al Academiei.

[5] *Oprendeck, B.* Contribuții la controlul industrial al caracteristicii mecanice și al parametrilor nominali ai mașinilor de inducție. Disertație. Institutul politehnic — Timișoara, 1966.

[6] *Goldberg, O. D.* Kontrol i analiz kacestva trehfaznih asinhronnih electrodvigatelei v serinom proizvodstve po rezultate controlnih ispitanii. Disertație, NII-MEP, 1954.

[7] *Goldberg, O. D.* Metodica rasciota tehniceskih norm na dopustinie znacenia parametrov controlnih ispitani, trehfaznih asinhronih electrodvigatelei. Informationii sbornik TBTI, MEP, 1956, 19.

[8] * * * Metodică de calcul al normelor tehnice la valori admisibile ale parametrilor încercărilor de serie. Normă internă M.I.G.—D.G.I.E.T. (proiect) elaborată de întreprinderea „ELECTROPRECIZIA".

[9] *Onicescu, O., Mihoc, G.* și *Ionescu-Tulcea, C. T.* Calculul probabilităților și aplicații. București, Editura Academiei R.P.R., 1956.

[10] *Rancu, N.* și *Tövissi, L.* Statistica matematică cu aplicații în producție. București, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[11] *Klega, V.* Metode de interpretare a datelor obținute experimental (traducere din limba cehă). București, I.D.T., 1958.

[12] *Rancu, N.* și *Tövissi, L.* Analiza statistico-matematică a calității producției industriale. București, Editura științifică, 1964.

[13] *Soroker, G.* și *Goldberg, O. D.* Statisticeskii kontrol kacestva asinhronnih electrodvigatelei v seriinom proizvodstvo. În: Vestnic electropromîșlenosti **27**, nr. 5, 1956, p. 19.

[14] *Oprendeck, B.* și *Farcaș, D.* Principii de programare a calculatoarelor electronice numerice în vederea stabilirii indicilor de control ale încercărilor de serie ale mașinilor de inducție. În: Buletinul Institutului politehnic Timișoara **9** (23), 1964, fasc. 2, p. 519.

[15] *Babuția, I.* și *Oprendeck, B.* Verificarea în practica industrială a metodei criteriilor complexe la controlul de serie al mașinilor asincrone. În: Electrotehnica **15**, nr. 4, 1967.

Intrat în redacție la 1.III.1966

Verificarea în practica industrială a metodei criteriilor complexe la controlul de serie al mașinilor asincrone

IOAN BABUȚIA și BERNARD OPRENDECK * — Timișoara

CZ 621.313.333.002.2 : 612.312 : 658.513

Problema controlului de serie al mașinilor asincrone este indisolubil legată de metoda de interpretare a datelor măsurătorilor de serie (U_0; I_0; P_0; U_{sc}; P_{sc}) în vederea estimării parametrilor standardizați. În cadrul întreprinderii „Electromotor" — Timișoara s-au făcut în trecut experimentări pe scară relativ largă a metodelor cunoscute de interpretare, respectiv a metodei limitelor individuale [1] despre care s-a și publicat o analiză [2], cum și a metodei limitelor pentru perechi de valori [3], [4]. Aceste metode nu au dat satisfacție.

De aproximativ doi ani însă, la întreprinderea „Electromotor", se aplică cu bune rezultate metoda criteriilor complexe expusă pe larg în articolul anterior [5] și fundamentată și în [6] și [7].

În acest articol se prezintă cîteva exemple din cele mai tipice cazuri, care au rezultat în urma celor doi ani de aplicare industrială a metodei, cum și verificările preciziei obținute.

Tabela 1

Datele comparative ale încercărilor de tip. Caracteristicile motorului

$P_n = 7{,}5$ kW
$I_n = 17{,}5$ A
$n_1 = 1000$ rot/min
conexiune Y
$U_{on} = 380$ V
$U_{scn} = 110$ V
$r_f = 0{,}433\ \Omega$

Parametrii nominali					Datele controlului de serie			
θ_n	η_n	K_{I_p}	K_{cp}	$\cos \varphi_n$	I_{on}	P_{on}	I_{sc}	P_{sc}
65,300	85,900	5,4400	1,4660	0,74500	09,500	0690	020,20	15900
58,800	86,700	5,5000	1,4600	0,78500	08,830	0595	020,50	16450
62,800	85,400	5,4000	1,6900	0,75400	10,700	0570	023,20	19800
59,750	85,950	5,4250	1,5250	0,75800	10,230	0600	022,90	17750
66,000	85,000	6,3500	1,9200	0,73000	13,060	0900	026,95	21250
66,000	85,100	6,5200	1,9820	0,73800	13,100	0960	027,80	21800
68,500	85,350	5,2200	1,5020	0,73600	08,920	0652	020,60	17050

A. Exemplu de aplicare industrială la un motor de 7,5 kW/1000 rot/min

Pentru o exemplificare cît mai completă a metodei în cadrul cazului *A* se prezintă o situație dintre cele mai des întîlnite în practica industrială. Pentru motorul în cauză se dispunea de șapte încercări de tip. Pe un borderou s-au extras datele parametrilor urmăriți alăturat de datele încercărilor de serie (tabela 1).

Pentru aplicarea metodei de control propuse, datele încercărilor de serie se grupează în criterii *c* cît mai strîns legate de parametrul

* Dr. ing. *I. Babuția* este șeful serviciului laboratoare la întreprinderea „ELECTROMOTOR" — Timișoara, iar ing. *B. Oprendeck* este șef de lucrări la catedra de mașini electrice de pe lîngă Institutul politehnic — Timișoara.

urmărit. Expresiile acestor criterii [6, relaţiile (3)—(10)] se calculează pentru fiecare motor în parte. Astfel, pentru urmărirea temperaturii sau a randamentului, pe baza expresiei criteriului [6, relaţiile (3), (4)], se obţin:

$$C_0 = C_\eta = P_0\left(\frac{U_n}{U_0}\right)^2 + P_{sc}\left(\frac{I_n}{I_{sc}}\right)^2 \qquad (1)$$

şapte valori numerice pentru fiecare motor de pe borderou. La fel se procedează cu toate celelalte criterii. Cunoscînd valorile numerice ale criteriilor, urmează să se verifice dacă, într-adevăr, criteriile sînt legate de parametrul urmărit. Măsura cantitativă a legăturii este reprezentată de coeficientul de corelaţie r al lui Pearson [6, relaţia (11)]:

$$r = \frac{\sum_{i=1}^{n}(\bar{p} - p)(\bar{c} - c)}{\sum_{i=1}^{n}(\bar{p} - p)^2(\bar{c} - c)^2}, \qquad (2)$$

unde, în cazul de faţă, se cercetează comparativ şapte maşini ($n = 7$).

Calculul corelaţiei dintre parametrii urmăriţi şi criterii impune deci, în primul rînd, calculul mediei $\bar{p}$ şi $\bar{c}$ a parametrilor şi a criteriilor lor [6, relaţiile (12), (13)]. Posibilitatea existenţei unor motoare cu defecte grosolane necesită însă eliminarea acestora din lotul celor şapte maşini cercetate [6, relaţiile (37), (38)]. Astfel, se calculează întîi mediile M' necorectate, iar apoi mediile corectate M, corespunzător lui $\bar{p}$ şi $\bar{c}$. Avînd aceste date cunoscute se poate trece la calculul lui r. Volumul foarte mare de calcule aritmetice a fost rezolvat prin folosirea în acest scop a calculatorului numeric MECIPT—1. Datele din tabela 1 prelucrate cu ajutorul calculatorului apar în tabela 2. Astfel, revenind la exemplul dat, au rezultat următoarele valori:

$$\bar{\theta} = 63{,}878757°C$$

$$\bar{C}_0 = 1787{,}518 \text{ W}.$$

Introducînd aceste valori în relaţia (2), calculatorul a determinat coeficientul de corelaţie:

$$r' = 0{,}691051,$$

care, corectîndu-se prin eliminarea unui motor care nu caracterizează corelaţia, a rezultat în final:

$$r = 0{,}848\,620.$$

Deci corelaţia este [6, tabela 1] ridicată şi, ca atare, criteriul este mai bine ales, putînd servi la controlul încălzirii. Calculînd şi nivelul de semnificaţie P a coeficienţilor de corelaţie [6, relaţia (14)], s-a obţinut următorul tablou final (tabela 3).

Privit în ansamblu deci rezultă că criteriile sînt bine alese, că sînt strîns legate de parametrul urmărit şi că au un înalt nivel de semnificaţie. Face excepţie criteriul randamentului unde corelaţia este redusă din cauza numărului prea mic de motoare, cum denotă şi semnificaţia mică a cifrei calculate. În acest caz, controlul randamentului se poate face doar informativ, fapt ce nu are importanţă pentru motorul în cauză, întrucît încălzirea, care are acelaşi criteriu, pune condiţii mai grele, acoperind limita de control al randamentului unde există rezerve mari.

Corelaţiile fiind verificate, se poate trece la calculul limitelor de control ale criteriilor. Calculul acestor limite impune cunoaşterea dispersiilor $\sigma_x(x = p, c)$, conform [6, relaţiile (17), (18)]:

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(\bar{x} - x_i)}{n-1}}, \qquad (3)$$

care sînt calculate pentru fiecare parametru şi criteriu, la fel necorectate, σ', iar apoi corectate, σ, prin eliminara maşinilor cu defecte grosolane. Astfel, pentru încălzirea şi pentru criteriul ei, din tabela 2 rezultă:

$$2\sigma_\theta = 7{,}13578°C$$

$$2\sigma_{c_0} = 183{,}809 \text{ W}.$$

Pe baza acestor date se poate trece definitiv la calculul limitelor de control ale criteriilor. De exemplu, limita de control pentru criteriul încălzirii L_{C_0} (la un risc al beneficiarului q_{II} egal cu cel al furnizorului q_I [6, relaţia (21)] este:

$$L_{c_0} = c\theta + \frac{\sigma_{c\theta}}{r_\theta \sigma_\theta}(L_\theta - \bar{\theta}), \qquad (4)$$

unde L_θ reprezintă limita de toleranţă pentru încălzire (în cazul de faţă $L_\theta = 75°$). Cu ajutorul calculatorului s-a determinat valoarea:

$$L_{C_0} = 2125{,}095 \text{ W}.$$

Procedînd analog s-au obţinut limitele de control pentru toţi parametrii urmăriţi (tabela 4), conform schemei de control propuse [6].

Cunoscîndu-se limitele de control ale criteriilor, se poate trece la elaborarea zonelor şi a nomogramelor de control. Astfel, revenind la exemplul încălzirii, condiţia ca aceasta să rămînă inferioară limitei de 75°C este:

$$c_0 < L_{C_0},$$

adică:

$$P_0\left(\frac{U_n}{U_0}\right)^2 + P_{sc}\left(\frac{I_n}{I_{sc}}\right)^2 < 2125{,}09$$

sau punînd sub forma:

$$y + x < 2125{,}09,$$

Tabela 2

Determinarea caracteristicilor statistice a probelor de tip cu ajutorul calculatorului electronic cifric MECIPT-1, 7,5 kW/1000 rot/min, 380 V

	M'	M	$2\sigma'$	2σ	N	N_r	n_s	n_i	v %	$M-2\sigma$	M	$M+2\sigma$	L_p	z	
θ	63,87857	63,87857	07,33578	07,13578	07	07	00	00	011,170	56,74278	63,87857	71,01435	75,00000	−00,31170	
η	85,62857	85,62857	01,19135	01,19135	07	07	00	00	001,391	84,43721	85,62857	86,81993	84,05000	−002,6500	
k_{Ip}	5,693571	5,693571	1,032225	1,032225	07	07	00	00	018,129	4,661346	5,693571	6,725796	7,800000	−004,0813	
k_{Cp}	1,649285	1,649285	0,441364	0,441364	07	07	00	00	026,760	1,207921	1,649285	2,090650	1,350000	−001,3561	
cos φ	,7565714	,7565714	,0437240	0437240	07	07	00	00	005,779	,7128473	,7565714	,8002955	,7670000	−000,4770	
I_{ON}	10,61857	10,61857	03,61129	03,61129	07	07	00	00	034,009	07,00728	10,61857	14,22986			
P_{ON}	0709,571	0709,571	0313,354	0313,354	07	07	00	00	044,161	0396,217	0709,571	1022,925			
I_{SCN}	023,1642	023,1642	006,2360	006,2360	07	07	00	00	026,920	016,9282	023,1642	029,4003			
P_{SCN}	1857,142	1857,142	0474,230	0474,230	07	07	00	00	025,535	1382,912	1857,142	2331,373			
C_θ	1787,518	1787,518	0183,809	0183,809	07	07	00	00	0,691051	00 0,848620	010,282	1603,709	1787,518	1971,327	2125,095
C_η	1787,518	1787,518	0183,809	0183,809	07	07	00	00	−0,140100	00 −0,140100	010,282	1603,709	1787,518	1971,327	2274,621
C_{kIP}	023,1642	023,1642	006,2360	006,2360	07	07	00	00	0,917439	00 0,917439	026,920	016,9282	023,1642	029,4001	037,0351
C_{kCp}	1149,835	1149,835	0147,687	0147,687	07	07	00	00	0,565637	01 0,613042	012,844	1002,148	1149,835	1297,523	0986,477
C_φ	02,19305	02,19305	00,19730	00,19730	07	07	00	00	0,981193	01 0,997412	008,996	01,99574	02,19305	02,39035	02,23322
	M'	M	$2\sigma'$	2σ	N	N_r	n_s	n_i	r'	n_e r	v%	$M-2\sigma$	M	$M+2\sigma$	L_c

Semnificația notațiilor:

M' – media necorectată;
M – media corectată prin eliminarea defectelor grosolane;
$2\sigma'$ – dispersia necorectată;
2σ – dispersia corectată;
N – numărul de motoare cercetate;
Nr – numărul de motoare rămase;
n_s – numărul de motoare eliminate cu valori prea mari;
n_i – numărul de motoare eliminate pentru valori prea mici;
n_e – motoarele eliminate ce nu caracterizează corelația;

$v\% = \frac{2\sigma}{M}\,100\%$ – variația procentuală;
L_p – limita de toleranță pentru parametrul nominal;
z – abaterea normată a lui L_p față de M (caracterizează rebutul probabil);
r' – coeficientul de corelație;
r – coeficientul de corelație recalculat;
Lc – limita de control pentru criterii la $q_I = q_{II}$;
θ, η, k_{Ip}, k_{Cp}, cos φ – parametrii nominali;
I_{ON}, P_{ON}, I_{SCN}, P_{SCN} – mărimile controlului de serie recalculate la tensiunea standard U_{ON}, U_{SCN};
$C\theta$, $C\eta$, C_{kIp}, C_kC_p, $C\varphi$ – criteriile de control.

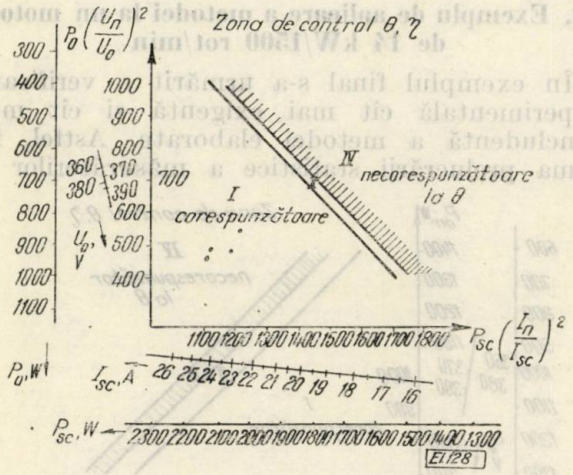
Tabela 3

	θ	η	C_{kI_p}	C_{kc_n}	C_φ
r	0,848	−0,14	0,917439	0,613042	0,997412
P%	100	29	100	98	100

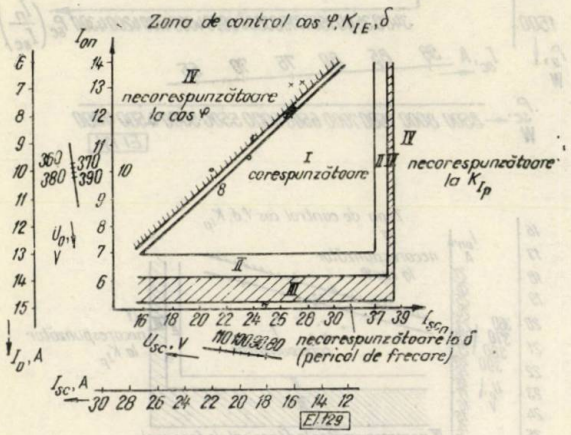
Tabela 4

Criteriul		C_θ	C_η	C_{kI_p}	C_{kc_p}	C_φ	C_δ
Limita de control la $q_I = q_{II}$	L_c	2125,09	2274,62	37,04	986,48	2,23	7
Limita de toleranță	L_{c_T}	2159,8	2309,3	38,2	958,6	2,19	6,2
Limita extremă	L'_c	2153,7	2354,4	38,38	891,4	2,22	5,2

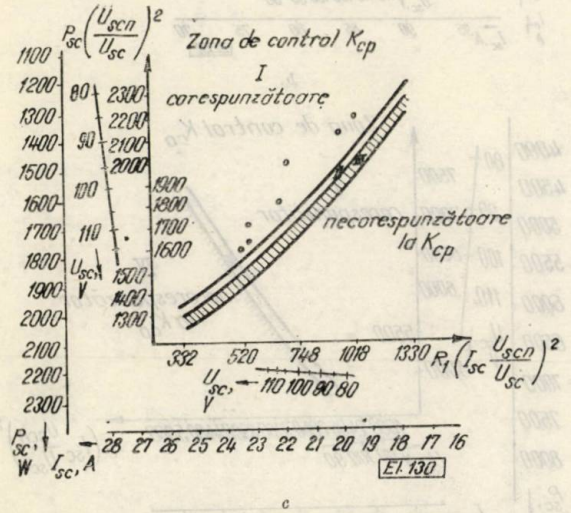
rezultă că inecuația corespunde unei părți din planul XOY, mărginită de dreapta $y + x = 2125{,}09$. Calculul scării X sau Y se poate face ușor prin nomograme în N.



a



b



c

Fig. 1, *a*, *b*, *c*. Domeniile de control pentru un motor de 7,5 kW/1000 rot/min :

I – motoare corespunzătoare ; *II* – motoare corespunzătoare la limita de toleranță ; *III* – motoare admise în grup pe baza încercărilor directe a motorului cu parametrii cei mai slabi din lot ; *IV* – motoare necorespunzătoare. Semnificația zonelor este aceeași și pentru figurile 2, *a*, *b*, *c* ; 3, *a*, *b*, *c* și 4, *a*, *b*, *c*.

De exemplu, la $U_n = 380$ V,

$$y = \left(\frac{U_n}{U_0}\right)^2 \cdot P_0 = \alpha \cdot \beta$$

și deci y și β vor avea scări liniare, iar x o scară dublă pătratică. Procedînd analog pentru toți parametrii, se obțin zonele de control din figura 1.

Privită sub aspectul practicii industriale, problema se prezintă în esență mult simplificată. Pe baza tabelei 1 cu rezultatele probelor de tip, calculatorul numeric determină toate datele necesare, conform tabelei 2, din care se citesc direct limitele de control și se verifică coeficienții de corelație. Deci, fără nici un calcul manual, se poate trece direct la desenarea zonelor de control.

Reducerea manoperii de calcul la o simplă extragere de date pe un borderou reprezintă un avantaj principal în aplicarea industrială a metodei.

Pentru verificarea corectitudinii și a exactității metodei și a zonelor de control s-a procedat în modul următor. Luînd motoare la care valoarea parametrilor urmăriți este cunoscută prin încercări de tip, s-au cercetat aceste mașini, pe baza datelor controlului de serie, cu ajutorul domeniilor de control elaborate. Plasînd datele acestor mașini în zonele de control, s-au notat cu un cerculeț (o) motoarele cu parametrii corespunzători, respectiv cu o cruciuliță (x), motoarele care la probele de tip au rezultat cu parametrii necorespunzători. Comparînd concluziile probelor de tip cu cele obținute din nomogramele de control, se constată că acestea sînt complet (100 %) verificate.

În urma verificării nomogramelor de control acestea au fost găsite corespunzătoare pentru folosirea lor la standul de control de serie. Utilizarea lor decurge în următoarele două etape. Se observă că din nomograme se pot determina ușor, prin simplă citire, limitele individuale pentru fiecare mărime măsurată cu ocazia încercării de serie, la respectarea cărora motorul este sigur corespunzător. De exemplu, în cazul de față, conform figurii 1, rezultă valorile din tabela 5.

Tabela 5

U_0, V	380	U_{sc}, V	110
I_0, A	6,25–9	I_{sc}, A	20–21,75
P_0, W	650	P_{sc}, W	1590–1925

Controlul propriu-zis al motoarelor decurge în modul următor.

1. Se cercetează dacă rezultatele controlului de serie se încadrează în limitele individuale

stabilite anterior. Dacă se încadrează, motorul este considerat corespunzător.

2. Dacă motorul nu se încadrează în limitele individuale, datele lui trebuie analizate pe baza diagramelor de control. Mașinile care se încadrează în :

— zona *I* sînt găsite corespunzătoare ;

— zona a *II*-a sînt găsite corespunzătoare pe baza zonei de toleranță ;

— zona a *III*-a se admit sau se resping în grupuri, pe baza încercării directe pentru parametrul în cauză, a mașinii cu performanțele cele mai slabe din grup ;

— zona a IV-a se resping pentru remaniere.

În continuare se prezintă alte aspecte specifice, apărute la aplicarea în producție a metodei de control descrise, insistîndu-se asupra deosebirilor față de cazul de la punctul A.

B. Exemplu de aplicare la un motor de 30 kW/1500 rot/min

În cadrul exemplului de față se prezintă un alt caz tipic, care poate să apară în cadrul aplicării industriale a metodei. Astfel, în urma analizei datelor a 19 încercări de tip, calculatorul electronic a bătut o tabelă, din care însă rezultă corelații foarte mici și mașini eliminate din calculul corelației, din cauza abaterilor grosolane la toți parametrii. Cauza rezidă în faptul că datele de tip aparțin la loturi de fabricație cu totul dispersate. Pentru a putea executa lucrările cerute a fost necesară efectuarea a noi încercări de tip, corespunzătoare loturilor în fabricație actuală. Efectuînd în plus cinci încercări de tip, datele măsurătorilor au fost prelucrate cu calculatorul MECIPT-1. Premisele menționate au fost juste, corelațiile fiind de data aceasta foarte bune. Pe baza datelor de calcul s-au trasat nomogramele și domeniile de control din figurile 2, *a*, *b*, *c*.

Nomogramele verifică foarte bine (100%) datele motoarelor supuse la proba de tip (notațiile de pe nomograme fiind cele din cazul precedent).

C. Exemplu de aplicare la un motor de 10 kW/750 rot/min

Un alt caz tipic, care apare în exploatarea industrială, îl prezintă exemplul de față. Analizînd sub aspectul corelației statistice măsurătorile corespunzătoare celor opt încercări de tip existente, calculatorul numeric a elaborat datele finale. S-a observat că tocmai la η, un parametru deficitar, corelația este infimă și întîmplătoare. Nefiind posibilă o efectuare urgentă de noi probe de tip se apreciază acoperitor că $r\eta \cong -0{,}5$.

Nomogramele și domeniile de control din figura 3 sînt perfect valabile, în afara domeniului de control pentru η, care are un caracter provizoriu, fiind necesar controlului justeței ipotezei $r\eta \cong -0{,}5$, prin noi date de tip care apar pe parcurs.

D. Exemplu de aplicare a metodei la un motor de 14 kW/1500 rot/min

În exemplul final s-a urmărit o verificare experimentală cît mai exigentă și cît mai concludentă a metodei elaborate. Astfel, în urma prelucrării statistice a măsurătorilor a

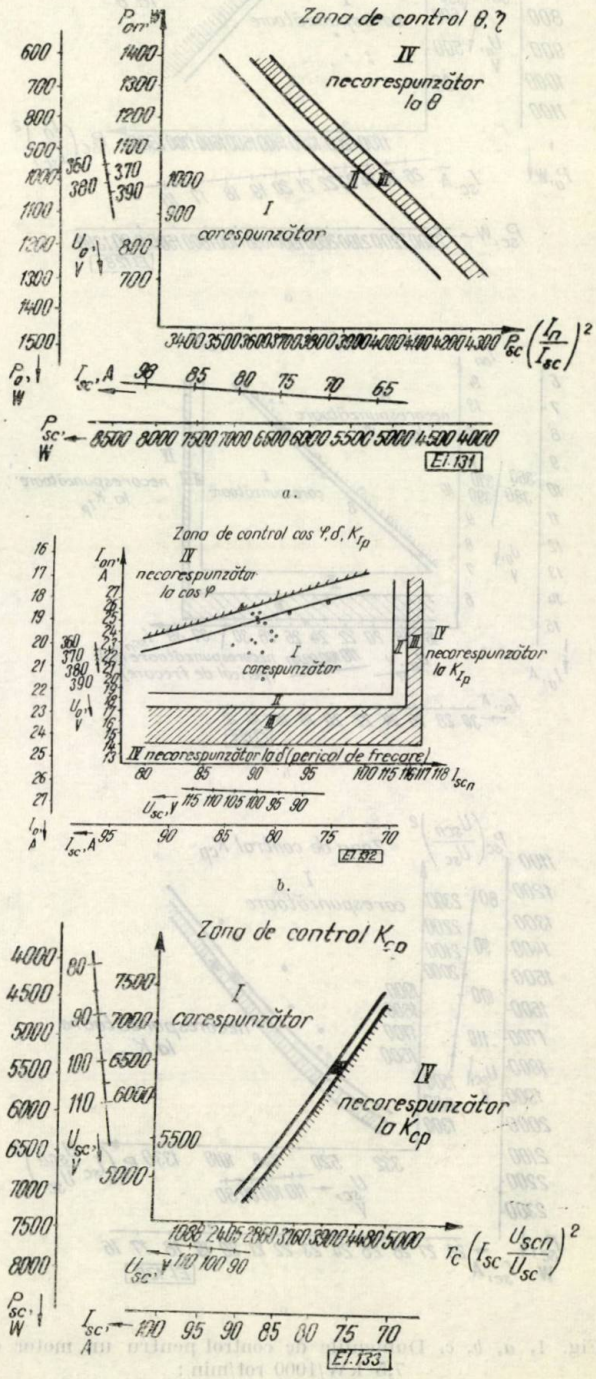


Fig. 2, *a*, *b*, *c*. Domeniile de control pentru un motor de 30 kW/1500 rot/min.

20 probe de tip, au rezultat datele pe baza cărora s-au construit nomogramele și domeniile de control din figurile 4, *a*, *b*, *c*.

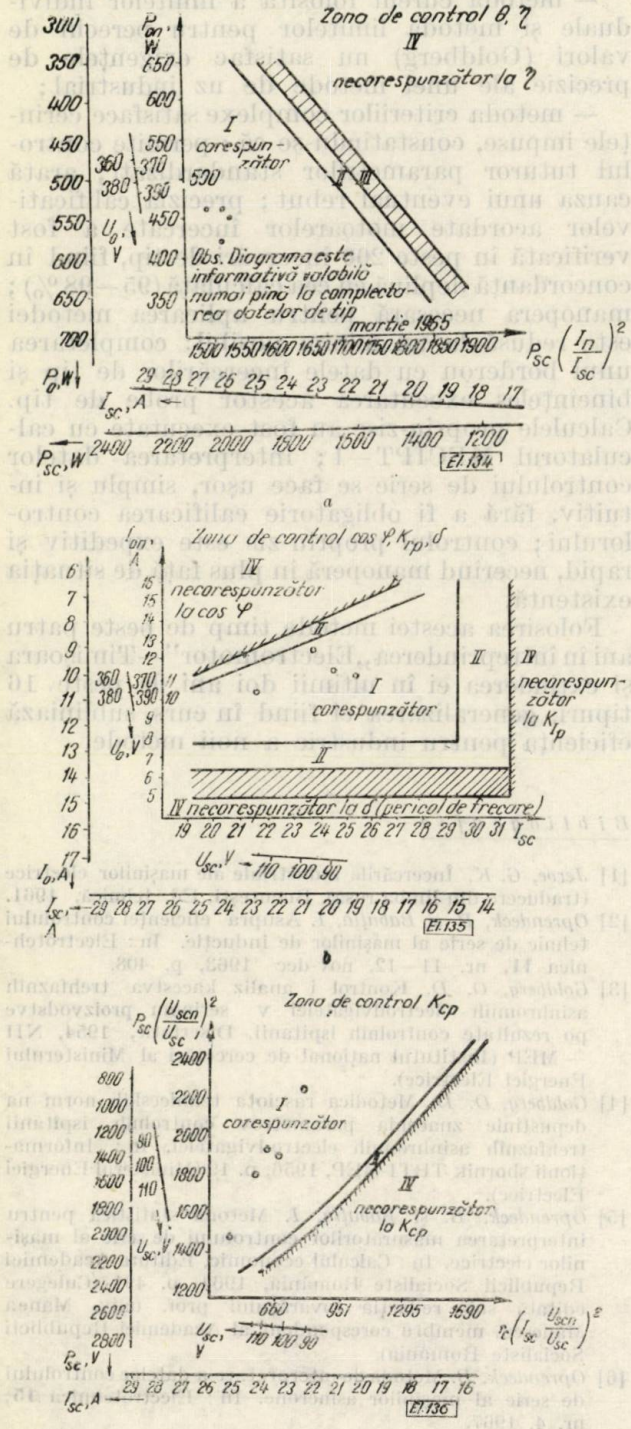


Fig. 3, *a*, *b*, *c*. Domeniile de control la un motor de 10 kW/750 rot/min.

Motorul în cauză a fost ales întrucît are rotorul în dublă colivie și, ca atare, proba de mers în scurtcircuit la 50 Hz caracterizează mai mult colivia de pornire decît cea de lucru. Prin urmare și corelația dintre criterii și parametrii regimului nominal θ, η, cos φ va fi în esență cu mult mai redusă decît într-un caz normal. Astfel, metoda este încercată într-un caz extrem, în condiții grele. Profitînd de faptul că s-a

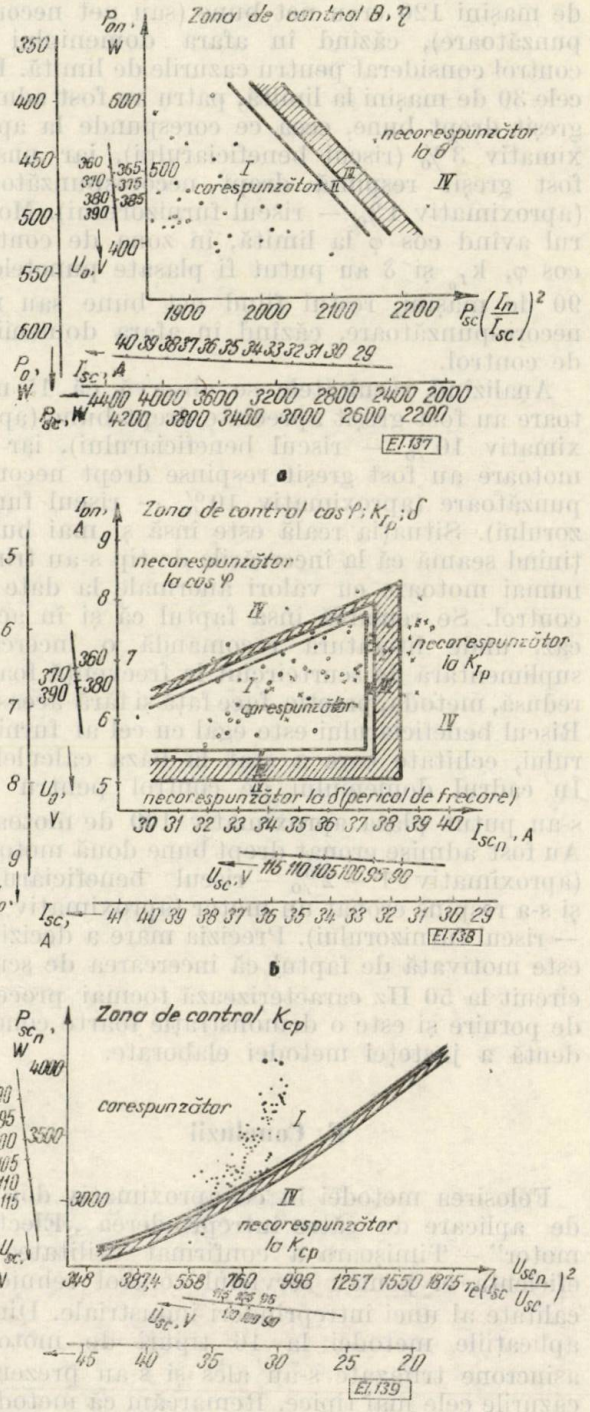


Fig. 4, *a*, *b*, *c*. Domeniile de control la un motor de 14 kW/1500 rot/min.

dispus de 150 încercări de tip și cercetînd aceste 150 de motoare pe baza domeniilor de control s-au verificat concluziile trase pe baza acestora, prin compararea cu situația reală a parametrilor nominali rezultați din proba de tip. La motoarele ale căror date de control au intrat în

domeniile trasate s-au notat cu un cerculeț (o) aprecierea corectă și cu semnul (x) aprecierea greșită. Situația finală a rezultat după cum urmează: în zona de control 0, din cele 150 de mașini 120 erau net bune (sau net necorespunzătoare), căzînd în afara domeniului de control considerat pentru cazurile de limită. Din cele 30 de mașini la limită, patru au fost admise greșit drept bune, ceea ce corespunde la aproximativ 3% (riscul beneficiarului), iar una a fost greșit respinsă drept necorespunzătoare (aproximativ 1% — riscul furnizorului). Motorul avînd cos φ la limită, în zona de control cos φ, k_{I_p} și δ au putut fi plasate punctele a 90 de mașini, restul fiind net bune sau net necorespunzătoare, căzînd în afara domeniilor de control.

Analizînd rezultatele se observă că 15 motoare au fost greșit apreciate drept bune (aproximativ 10% — riscul beneficiarului), iar 14 motoare au fost greșit respinse drept necorespunzătoare (aproximativ 10% — riscul furnizorului). Situația reală este însă și mai bună, ținînd seamă că la încercările de tip s-au trimis numai motoare cu valori anormale la date de control. Se remarcă însă faptul că și în acest caz, unde literatura recomandă o încercare suplimentară de scurtcircuit la frecvență foarte redusă, metoda, practic, face față și fără aceasta. Riscul beneficiarului este egal cu cel al furnizorului, echitate care a stat la baza calculelor. În cadrul domeniului de control pentru k_{cp} s-au putut plasa aproximativ 100 de motoare. Au fost admise eronat drept bune două motoare (aproximativ 1 — 2% — riscul beneficiarului) și s-a respins eronat un motor (aproximativ 1% — riscul furnizorului). Precizia mare a deciziilor este motivată de faptul că încercarea de scurtcircuit la 50 Hz caracterizează tocmai procesul de pornire și este o demonstrație foarte concludentă a justeței metodei elaborate.

F. Concluzii

Folosirea metodei în cei aproximativ doi ani de aplicare de către întreprinderea „Electromotor" — Timișoara a confirmat utilitatea și eficiența ei pentru serviciul control tehnic de calitate al unei întreprinderi industriale. Dintre aplicațiile metodei la 16 tipuri de motoare asincrone trifazate s-au ales și s-au prezentat cazurile cele mai tipice. Remarcăm că metoda a fost aplicată și la motoare asincrone cu rotor bobinat, la motoare mici cu poli ecranați, rezultatele finale confirmînd, în general, utilitatea și eficiența metodei.

Din studiul prezentat și din experimentările făcute la nivel industrial au reieșit următoarele concluzii:

— metoda curent folosită a limitelor individuale și metoda limitelor pentru perechi de valori (Goldberg) nu satisfac exigențele de precizie ale unei metode de uz industrial;

— metoda criteriilor complexe satisface cerințele impuse, constatîndu-se că: permite controlul tuturor parametrilor standardizați; arată cauza unui eventual rebut; precizia calificativelor acordate motoarelor încercate a fost verificată în peste 200 încercări de tip, fiind în concordanță deplină cu cea calculată (95—98%); manopera necesară pentru aplicarea metodei este redusă la un minim posibil: completarea unui borderou cu datele încercărilor de tip și bineînțeles executarea acestor probe de tip. Calculele propriu-zise au fost executate cu calculatorul MECIPT—1; interpretarea datelor controlului de serie se face ușor, simplu și intuitiv, fără a fi obligatorie calificarea controlorului; controlul propriu-zis este expeditiv și rapid, necerînd manoperă în plus față de situația existentă.

Folosirea acestei metode timp de peste patru ani în întreprinderea „Electromotor" — Timișoara și extinderea ei în ultimii doi ani, la peste 16 tipuri, generalizarea ei fiind în curs, subliniază eficiența pentru industrie a noii metode.

Bibliografie

[1] *Jerve, G. K.* Încercările industriale ale mașinilor electrice (traducere din limba rusă). București, Ed. tehnică, 1961.

[2] *Oprendeck, B.* și *Babuția, I.* Asupra eficienței controlului tehnic de serie al mașinilor de inducție. In: Electrotehnica **11**, nr. 11—12, nov-dec 1963, p. 408.

[3] *Goldberg, O. D.* Kontrol i analiz kacestva trehfaznih asinhronnih electrodvigatelei v serinom proizvodstve po rezultate controlnih ispitanii. Disertație, 1954, NII — MEP (Institutul național de cercetări al Ministerului Energiei Electrice).

[4] *Goldberg, O. D.* Metodica rasciota tehniceskih norm na depustinie znacenia parametrov controlnih ispitanii trehfaznih asinhronnih electrodvigatelei. In: Informații sbornik TBTI-MEP, 1956, p. 19 (Ministerul Energiei Electrice).

[5] *Oprendeck, B.* și *Babuția, I.* Metodă statistică pentru interpretarea măsurătorilor controlului de serie al mașinilor electrice. In: Calculul economic, Editura Academiei Republicii Socialiste România, 1964, p. 491 (Culegere editată sub redacția tovarășului prof. univ. Manea Mănescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România).

[6] *Oprendeck, B.* Metoda de interpretare a datelor controlului de serie al mașinilor asincrone. In: Electrotehnica **15**, nr. 4, 1967.

[7] *Oprendeck, B.* Contribuții la controlul industrial al caracteristicii mecanice și al parametrilor nominali ai mașinilor de inducție. Disertație, Institutul politehnic Timișoara, 1966.

Intrat în redacție la 1.III.1966

Criteriile de similitudine ale amplificatoarelor magnetice

MARCEL SAND și AURELIAN CRĂCIUNESCU* — BUCUREȘTI

CZ 621.375.3 : 530.182

1. Problema calculului amplificatorului magnetic

Calculul unui amplificator magnetic prezintă mari dificultăți, deși construcția este relativ simplă. Principalele dificultăți sînt determinate de neliniaritățile caracteristicilor elementelor componente : miezul magnetic și redresoarele.

Încă din primii ani ai introducerii pe scară largă a amplificatoarelor magnetice s-a constatat că recalcularea unui amplificator magnetic se poate face relativ simplu, folosind valorile măsurate pe un amplificator magnetic gata construit, însă de alt gabarit. Principiile fundamentale ale acestei metode, numită metoda grafoanalitică de similitudine, au fost formulate de Lamm în anul 1948 [7].

În metodicile de calcul existente în literatură se pornește, de obicei, de la o familie de caracteristici numite *curbe universale* (valabile pentru întreaga gamă de puteri ale amplificatorului magnetic de tipul considerat). Curbele universale necesare determinării caracteristicii ieșire-intrare, în cazul general, sînt atît de numeroase încît cu ele s-ar putea alcătui un album care, prin dimensiunile sale, ar fi inutilizabil [4]. Din aceste motive, în literatură există metodici aplicabile numai în cazuri particulare: sarcină rezistivă și factor de suprimare a armonicilor de valoare redusă [3], [5] sau de valoare mare [10] — sarcină activ-inductivă [11].

Rezolvarea expeditivă a problemei generale a calculului amplificatorului magnetic serie prin metoda modelizării fizice aparține lui E. A. Iacubaitis și V. P. Gluhov [4]. În ceea ce privește amplificatorul magnetic cu reacție internă, autorii lucrării [4] afirmă că indicațiile date pentru modelizarea amplificatorului magnetic serie ar fi valabile și în acest caz. Această afirmație nu este întrutotul valabilă, deoarece ipotezele simplificatoare utilizate la stabilirea criteriilor de similitudine ale amplificatorului magnetic serie nu pot asigura modelizarea satisfăcătoare a amplificatorului magnetic cu reacție internă de putere medie sau mare.

Referitor la indicațiile date în lucrarea [4] se remarcă următoarele :

a) metoda de alegere a valorii de referință a intensității cîmpului magnetic, în scopul exprimării caracteristicii $\mu = F(H)$ în unități relative, este destul de neprecisă, valoarea de referință amintită putînd varia în limite mult prea largi pentru a putea asigura o modelizare suficient de precisă a ciclului dinamic de histerezis. Or, acest ciclu determină în mare măsură caracteristica ieșire-intrare a amplificatorului magnetic cu reacție internă ;

b) caracteristicile reale ale redresoarelor (prezența curentului invers și a căderii de tensiune directă) nu sînt luate în considerare. În realitate, panta caracteristicii ieșire-intrare, cum și factorul de reglare sînt puternic influențate de parametrii reali ai redresoarelor, influență care nu este reprodusă corect prin automodelizare ;

c) concluzia autorilor că frecvența tensiunii de alimentare a modelului poate fi aleasă independent de frecvența tensiunii de alimentare a originalului nu este valabilă, deoarece caracteristica $\mu = F(H)$ se stabilește pentru o anumită frecvență ;

d) schema de principiu a mesei de calcul pentru amplificatoare magnetice conține cîteva erori :

— modul în care se conectează în paralel înfășurările de sarcină nu permite anularea armonicilor impare induse în circuitele de comandă, deplasare și reacție ;

— șuntarea înfășurării de reacție, în cazul neutilizării ei, duce la apariția unei înfășurări în scurtcircuit care influențează în mod nedorit caracteristicile modelului.

În concluzie, criteriile de similitudine ale amplificatorului magnetic cu reacție internă trebuie să asigure modelizarea controlată a ciclului dinamic de histerezis, cum și modelizarea caracteristicilor reale ale redresoarelor.

2. Similitudinea bobinelor saturabile

În regim permanent, comportarea bobinelor saturabile este caracterizată prin trei mărimi : fluxul magnetic fascicular Φ ; frecvența acestuia f și curentul electric de conducție i. Pentru materialele magnetice utilizate curent la construcția amplificatoarelor magnetice, în scopul modelizării fizice a bobinelor saturabile, se poate reprezenta cu aproximație suficientă

* Dr. ing. *M. Sand* este conferențiar la catedra de mașini electrice din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București, iar ing. *A. Crăciunescu* este asistent la același institut.

caracteristica limită flux-curent corespunzătoare unei anumite frecvențe a tensiunii de alimentare, printr-un paralelogram (fig. 1).

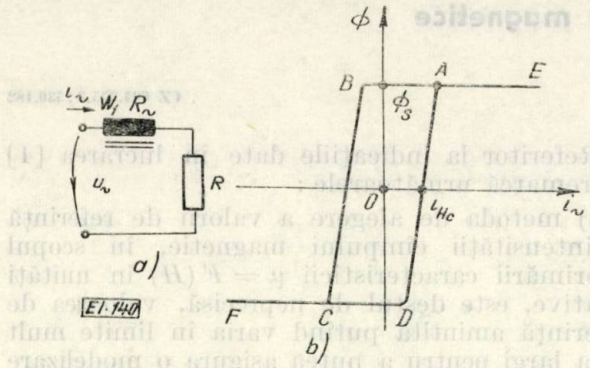


Fig. 1. Caracteristica limită flux-curent a unei bobine saturabile și schema corespunzătoare.

Expresia analitică a acestei caracteristici este :

$$\left.\begin{aligned} &\Phi = \pm\,\Phi_S \text{ (pentru laturile } BAE \text{ și } DCF)\\ &\Phi = (i_\sim \pm i_{H_c})\,\mathrm{tg}\,\alpha \text{ (pentru laturile } BC \text{ și } AS)\end{aligned}\right\}, \tag{1}$$

în care :

Φ este valoarea instantanee a fluxului magnetic fascicular din bobină ;

Φ_S — valoarea de saturație a fluxului magnetic fascicular ;

$i_\sim$ — valoarea instantanee a curentului din înfășurarea bobinei ;

$i_{H_c} = \frac{H_c \cdot 1}{w}$ — curentul corespunzător cîmpului magnetic coercitiv al miezului bobinei ;

$\mathrm{tg}\,\alpha$ — valoarea absolută a pantei laturilor înclinate ale paralelogramului caracteristic (se exprimă în Wb/A).

Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff și avînd în vedere expresia (1), se obțin ecuațiile bobinei saturabile :

$$\left.\begin{aligned} &\sqrt{2}\,U_\sim \sin \omega t = (R + R_\sim)\,i_\sim + w\,\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}\\ &\Phi = \pm\,\Phi_S,\\ &\Phi = (i_\sim \pm i_{H_c})\,\mathrm{tg}\,\alpha\,;\ |\Phi| \leqslant |\Phi_S|\end{aligned}\right\}, \tag{2}$$

în care :

$U_\sim$ este valoarea eficace a tensiunii de alimentare ;

$R_\sim$ — rezistența sarcinii în curent alternativ ;

R — rezistența înfășurării bobinei ;

w — numărul de spire al bobinei.

Stabilirea criteriilor de similitudine se poate face prin metoda modelului fizic, deoarece se cunosc ecuațiile bobinei saturabile. În acest scop scriem ecuațiile (2) într-un sistem de unități relative, în care alegem ca valori de referință :

$$\left.\begin{aligned} U_{ref} &= U_\sim\\ R_{ref} &= R + R_\sim\end{aligned}\right\}. \tag{3}$$

În acest sistem de unități relative, ecuațiile (2) se scriu sub forma :

$$\left\{\begin{aligned} &\sqrt{2}\,\sin \omega t = i_\sim \cdot \frac{R_{ref}}{U_{ref}} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)} \cdot \frac{\omega w \Phi}{U_{ref}}\\ &\frac{\omega \Phi}{U_{ref}} = \pm \frac{\omega \Phi_S}{U_{ref}}\\ &\frac{\omega \Phi}{U_{ref}} = \left(i_\sim \frac{R_{ref}}{U_{ref}} \pm i_{H_c} \frac{R_{ref}}{U_{ref}}\right) \frac{\omega}{R_{ref}}\,\mathrm{tg}\,\alpha\,;\\ &\left|\frac{\omega \Phi}{U_{ref}}\right| \leqslant \frac{\omega \Phi_S}{U_{ref}}\end{aligned}\right. \tag{2,a}$$

Conform teoremei II [6], termenii adimensionali ai acestor ecuații sînt alcătuiți din produse ale criteriilor de similitudine. Aceste criterii sînt :

$K_t = \omega t$ — criteriul de homocronie ;

$K_{i_\sim} = i_\sim \cdot \frac{R_{ref}}{U_{ref}}$ — criteriul curentului din înfășurarea bobinei ;

$K_{H_c} = i_{H_c} \cdot \frac{R_{ref}}{U_{ref}}$ — criteriul curentului corespunzător cîmpului magnetic coercitiv ;

$K_\Phi = \frac{\omega w \Phi}{U_{ref}}$ — criteriul fluxului magnetic fascicular al bobinei ;

$K_{\Phi_S} = \frac{\omega w \Phi_S}{U_{ref}}$ — criteriul fluxului magnetic de saturație ;

$K_\alpha = \frac{\omega}{R_{ref}}\,\mathrm{tg}\alpha$ — criteriul pantei ciclului limită flux-curent.

Folosind aceste notații, se obține forma criterială a ecuațiilor bobinei saturabile :

$$\left.\begin{aligned} &\sqrt{2}\,\sin K_t = K_{i_\sim} + \frac{\mathrm{d}K_\Phi}{\mathrm{d}K_t}\\ &K_\Phi = \pm\,K_{\Phi_S}\\ &K_\Phi = (K_{i_\sim} \pm K_{H_c})\,K_\alpha\,;\ |K_\Phi| \leqslant |K_{\Phi_S}|\end{aligned}\right\}. \tag{2,b}$$

Valorile acestor criterii depind de frecvența tensiunii de alimentare. Pentru modelul utilizat, aceste dependențe se stabilesc pe cale experimentală.

Pentru proiectarea unui amplificator magnetic este necesară cunoașterea dependenței dintre valorile mărimilor Φ, $i_\sim$ și valorile mărimilor B, H care caracterizează starea magnetică

în regim permanent a miezului bobinei. Stabilirea relațiilor respective de dependență se poate face simplu, dacă se acceptă anumite ipoteze simplificatoare. Reamintim că în cazul modelizării fizice, acceptarea unor ipoteze simplificatoare, în scopul ușurării scrierii ecuațiilor, nu duce la eliminarea din soluție a influenței factorilor neglijați, deoarece fenomenele prezente pe model, avînd aceeași natură cu fenomenele de pe original, conțin, implicit, toți factorii care intervin în procesele de pe original.

În cazul bobinelor saturabile, avînd miezuri magnetice confecționate din materiale corespunzătoare și pentru frecvențe ale tensiunii de alimentare pînă la 400—500 Hz, se pot admite următoarele ipoteze simplificatoare, ipoteze utilizate, de obicei, în electrotehnică :

— curenții de deplasare dintre spirele înfășurării bobinei au valori neglijabile ;

— miezul real poate fi echivalat cu un miez a cărui secțiune transversală este constantă pe toată lungimea circuitului magnetic și a cărui caracteristică de magnetizare este identică cu cea a miezului real ;

— inducția magnetică se distribuie uniform pe secțiunea transversală a circuitului magnetic.

În aceste condiții, aplicînd legea fluxului magnetic și legea circuitului magnetic, se obțin relațiile de trecere la mărimi magnetice B și H :

$$B = \frac{\Phi}{S}; \quad H = \frac{wi}{l}, \tag{4}$$

în care :

S este aria secțiunii transversale a coloanei circuitului magnetic ;

l — lungimea medie a circuitului magnetic ;

w — numărul de spire al bobinei.

Valoarea maximă a fluxului magnetic în funcție de valoarea efectivă a tensiunii U_{ef} aplicată bobinei este :

$$\Phi_{max} = \frac{\sqrt{2}\, U_{ef}}{4 \cdot k_{f_u} \cdot f \cdot w} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ef}}{\omega \cdot w}, \tag{5}$$

în care :

k_{f_u} este factorul de formă al tensiunii aplicate bobinei.

Din relațiile (1) — (5) se obțin expresiile criteriilor de similititudine ale bobinei saturabile în funcție de valorile de calcul ale inducției și intensității cîmpului magnetic :

$$K_t = \omega t ;$$

$$K_{i_\sim} = i_\sim \cdot \frac{R_{ref}}{U_{ref}};$$

$$K_{H_c} = \frac{H_c \cdot l}{w} \cdot \frac{R_{ref}}{U_{ref}};$$

$$K_\Phi = \frac{\omega \cdot w \cdot B \cdot S}{U_{ref}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ef}}{U_{ref}};$$

$$K_{\Phi_S} = \frac{\omega \cdot w \cdot B_S \cdot S}{U_{ref}};$$

$$K_\alpha = \frac{\omega \cdot w \cdot S}{R_{ref} \cdot l} \operatorname{tg} \alpha',$$

în care tg α' este panta laturilor înclinate ale ciclului dinamic limită de histerezis (exprimată în T.m/A).

Rezultă că similitudinea a două bobine saturabile este caracterizată de șase criterii ; dintre acestea numai patru criterii, și anume : K_t, K_{H_c}, K_{Φ_S} și K_α sînt determinante, valorile celorlalte două criterii, $K_{i_\sim}$ și K_Φ, depinzînd de valorile primelor patru, conform ecuațiilor (2,b).

În urma analizei expresiilor criteriilor se constată că cele patru criterii determinante conțin zece parametri :

$$\omega,\ t,\ H_c,\ B_S,\ \operatorname{tg} \alpha',\ S,\ l,\ w,\ R_{ref},\ U_{ref}.$$

Modelul fizic al bobinei saturabile poate conține deci șase parametri aleși arbitrar (independent de valorile parametrilor corespunzători de pe original). Avînd în vedere posibilitățile realizării experimentale a modelului, se aleg arbitrar următorii parametri :

$$H_c,\ B_S,\ \operatorname{tg} \alpha',\ S,\ l,\ w.$$

Valorile criteriilor determinante se stabilesc prin alegerea potrivită a valorilor celorlalți patru parametri, conform tabelei 1.

Tabela 1

Criteriul	K_α	K_{Φ_S}	K_{H_c}	K_t
Parametrul	f	U_{ref}	R_{ref}	l

Stabilirea pe model a valorilor criteriilor determinante se face într-o anumită ordine, și anume :

— se stabilește valoarea criteriului K_α prin alegerea corespunzătoare a frecvenței tensiunii de alimentare, folosind curba specifică a modelului respectiv : $K_\alpha = K_\alpha(\omega)$;

— se alege valoarea tensiunii de alimentare pe baza relației : $U_\sim = U_{ref} = \frac{\omega \cdot w \cdot B_S \cdot S}{K_{\Phi_S}}$ pentru a stabili valoarea criteriului K_{Φ_S} ;

— se alege valoarea rezistenței de sarcină R_{ref}, astfel încît să fie realizat criteriul K_{H_c}.

Avînd stabilite valorile criteriilor determinante, se ridică caracteristicile necesare și se exprimă sub formă criterială.

3. Similitudinea redresoarelor

În schemele cu amplificatoare magnetice sînt utilizate frecvent redresoare cu Se, Si, Ge. Redresoarele cu Si și cele cu Ge sînt folosite cu precădere datorită performanțelor ridicate ($R_i \approx \infty$; $R_d \approx 0$). Parametrii reali ai acestor redresoare influențează sensibil alura caracteristicii ieșire-intrare a amplificatorului magnetic, ceea ce justifică modelizarea controlată a redresoarelor. În cazul redresoarelor cu Se, gradul de dispersie a caracteristicilor fiind foarte mare, calculul lor precis este lipsit de sens.

În scopul modelizării fizice, caracteristica rezistență-curent a redresoarelor cu Si sau Ge se poate aproxima suficient de precis în domeniul $[u \leqslant u_i;\ i \leqslant i_d]$ prin două segmente orizontale (fig. 2).

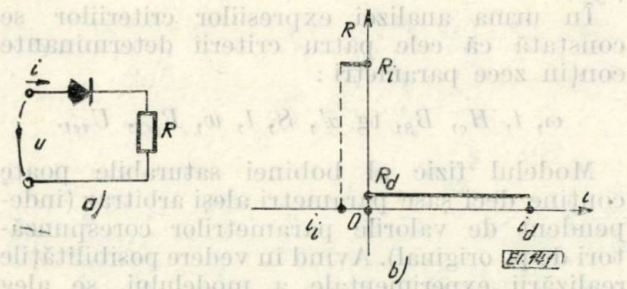


Fig. 2. Caracteristica rezistență-curent a unui redresor cu Si sau Ge și schema corespunzătoare.

Expresia analitică a acestei caracteristici este:

$$R = R_d \cdot \operatorname{sgn} \cdot i + R_i \cdot \operatorname{sgn}(-i) \quad \text{pentru } [u \leqslant u_i;\ i \leqslant i_d], \tag{6}$$

în care:

R_d, R_i reprezintă — valoarea rezistenței directe, respectiv inverse a celulei redresoare;

u_i, i_d — valoarea maximă admisibilă a tensiunii inverse, respectiv a curentului direct al celulei redresoare.

Aplicînd a doua teoremă a lui Kirchhoff și avînd în vedere expresia (6), se obțin ecuațiile celulei redresoare:

$$\left.\begin{aligned} \sqrt{2}\,U_{\sim} \sin \omega t &= R_s \cdot i + R(i) \cdot i \\ R(i) &= R_d \cdot \operatorname{sgn} i + R_i \cdot \operatorname{sgn}(-i); \\ & [u \leqslant u_i;\ i \leqslant i_d] \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

Deoarece se cunoaște ecuația caracteristicii redresorului, criteriile de similitudine se stabilesc prin metoda modelului fizic.

Ca valori de referință ale sistemului de unități relative, în care se exprimă ecuațiile redresorului, se aleg:

$$\left.\begin{aligned} U_{ref} &= U_{\sim} \\ R_{ref} &= R_s \end{aligned}\right\}. \tag{8}$$

În acest sistem de unități relative, ecuațiile (7) capătă forma:

$$\left.\begin{aligned} \sqrt{2} \sin \omega t &= i \frac{R_{ref}}{U_{ref}} + i \frac{R(i)}{U_{ref}} \\ \frac{R(i)}{R_{ref}} &= \frac{R_d}{R_{ref}} \operatorname{sgn} i + \frac{R_i}{R_{ref}} \operatorname{sgn}(-i). \\ \frac{u}{U_{ref}} &\leqslant \frac{u_i}{U_{ref}};\ i \frac{R_{ref}}{U_{ref}} \leqslant i_d \frac{R_{ref}}{U_{ref}} \end{aligned}\right\} \tag{7,a}$$

Din ecuațiile (7,a) se obțin criteriile de similitudine a redresoarelor:

$K_t = \omega t$ — criteriul de homocronie;

$K_i = i \frac{R_{ref}}{U_{ref}}$ — criteriul curentului redresat;

$K_{i_d} = i_d \frac{R_{ref}}{U_{ref}}$ — criteriul curentului direct admisibil;

$K_u = \frac{u}{U_{ref}}$ — criteriul tensiunii aplicate;

$K_{u_i} = \frac{u_i}{U_{ref}}$ — criteriul tensiunii inverse admisibile;

$K_{R_d} = \frac{R_d}{R_{ref}}$ — criteriul rezistenței directe;

$K_{R_i} = \frac{R_i}{R_{ref}}$ — criteriul rezistenței inverse.

Dacă celulele redresoare sînt alcătuite din elemente redresoare conectate în serie și în paralel, expresiile criteriilor de similitudine devin:

$$K_t = \omega t;$$

$$K_i = n \cdot i' \frac{R_{ref}}{U_{ref}}; \qquad K_{i_d} = n \cdot i'_d \frac{R_{ref}}{U_{ref}};$$

$$K_u = \frac{m \cdot u'}{R_{ref}}; \qquad K_{u_i} = \frac{m \cdot u'_i}{U_{ref}};$$

$$K_{R_d} = \frac{m}{n} \cdot \frac{R'_d}{R_{ref}}, \qquad K_{R_i} = \frac{m}{n} \cdot \frac{R'_i}{R_{ref}},$$

în care:

m, n reprezintă numărul elementelor redresoare legate în serie, respectiv în paralel;

R'_d, R'_i — valoarea rezistenței directe, respectiv inverse, a unui element al celulei redresoare;

u', i' reprezintă valoarea tensiunii, respectiv curentului ce revine unui element component al celulei redresoare;

u'_i, i'_d — valoarea maximă admisibilă a tensiunii inverse, respectiv a curentului direct pentru un element al celulei redresoare.

Similitudinea a două redresoare este caracterizată de șapte criterii. Dintre acestea, cinci sînt criterii determinante: K_t, K_{Rd}, K_{r_i}, K_{u_i}, K_{id}, iar celelalte două: K_i și K_u sînt criterii determinate, valorile lor depinzînd de valorile criteriilor determinante neverificative: K_t, K_{R_d}, K_{R_i}.

În urma analizei expresiilor (9) se constată că cele cinci criterii determinante conțin zece parametri, și anume:

$$\omega,\ t,\ m,\ n,\ i,\ i'_d,\ u'_i,\ R_{ref},\ U_{ref},\ R'_d,\ R^d_i,$$

deci cinci dintre acești parametri pot fi aleși arbitrar.

Avînd în vedere condițiile de realizare a modelului, cum și faptul că redresoarele funcționează împreună cu bobine saturabile, a căror modelizare a fost analizată mai sus, se aleg arbitrar următorii parametri:

$$\omega,\ R'_i,\ R'_d,\ R_{ref},\ U_{ref}.$$

Stabilirea valorilor criteriilor determinante se face alegînd corespunzător ceilalți parametri conform tabelei 2.

Tabela 2

Criteriul	K_{u_i}	K_{i_d}	K_{R_i}	K_{R_d}	K_t
Parametrul	u'_i	i'_d	m	n	t

Criteriile K_{u_i} și K_{id} nu necesită realizarea valorii exacte a lor, ci doar satisfacerea inegalităților: $K_{u_i} \geqslant K_u$; $K_{id} \geqslant K_i$; de aceea ele se numesc criterii verificative.

4. Similitudinea amplificatorului magnetic cu reacție internă și ieșirea în curent alternativ

Un amplificator magnetic este alcătuit dintr-un ansamblu de elemente neliniare: bobine saturabile, redresoare, impedanțe. Similitudinea a două amplificatoare magnetice este realizată dacă ele au aceeași schemă de conexiuni, iar caracteristicile elementelor componente corespondente, exprimate în sisteme analoge de unități relative, coincid. Stabilirea criteriilor de similitudine a două amplificatoare magnetice se poate face prin metoda modelului fizic, deoarece forma în care pot fi scrise ecuațiile este satisfăcătoare în cazul efectuării calculului prin metoda modelizării fizice.

În acest paragraf vom stabili criteriile de similitudine ale amplificatorului magnetic cu reacție internă și ieșirea în curent alternativ (fig. 3), însă metoda aplicată este valabilă pentru orice tip de amplificator magnetic. Criteriile stabilite permit realizarea modelizării regimului permanent.

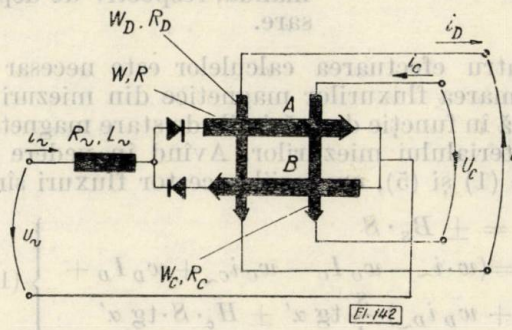


Fig. 3. Schema amplificatorului magnetic cu reacție internă și ieșirea în curent alternativ.

În continuare, în scopul simplificării scrierii ecuațiilor, se va considera că redresoarele au o caracteristică ideală ($R_d = 0$, $R_i = \infty$), urmînd însă ca similitudinea lor să fie realizată conform indicațiilor din paragraful precedent.

În aceste condiții, ecuațiile amplificatorului magnetic din figura 3 sînt:

$$\left.\begin{aligned} \sqrt{2}\cdot U_\sim \cdot \sin \omega t &= i_\sim (R + R_\sim) + \\ &+ L_\sim \frac{\mathrm{d}i_\sim}{\mathrm{d}t} + w \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Phi_A + \Phi_B) \\ U_C &= R_C I_C + R_C i_{C\sim} + w_C \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Phi_A - \Phi_B) \\ U_D &= R_D I_D + R_D i_{D\sim} - w_D \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Phi_A - \Phi_B) \end{aligned}\right\}, \quad (10)$$

în care:

U reprezintă valoarea eficace a tensiunii de alimentare;

ω — pulsația tensiunii de alimentare;

$R_\sim$ — valoarea rezistenței de sarcină în curent alternativ;

R — valoarea rezistenței înfășurării de sarcină a bobinei;

$i_\sim$ — curentul instantaneu de sarcină;

$L_\sim$ — inductivitatea sarcinii;

Φ_A, Φ_B — fluxul magnetic fascicular din miezul A, respectiv B;

U_C, U_D — tensiunea aplicată înfășurării de comandă, respectiv a celei de deplasare;

R_C, R_D reprezintă rezistența circuitului de comandă, respectiv a celui de deplasare;

$i_{C\sim}$, $i_{D\sim}$ — valoarea componentei alternative a curentului de comandă, respectiv de deplasare;

I_C, I_D — valoarea componentei continue a curentului de comandă, respectiv de deplasare.

Pentru efectuarea calculelor este necesar ca exprimarea fluxurilor magnetice din miezuri să se facă în funcție de mărimile de stare magnetică a materialului miezurilor. Avînd în vedere relațiile (1) și (5), expresiile acestor fluxuri sînt:

$$\left.\begin{aligned}\Phi_A &= \pm B_S \cdot S\\ \Phi_A &= (w\cdot i_\sim - w_C I_C - w_C i_{C\sim} + w_D I_D + \\ &\quad + w_D i_{D\sim})\frac{S}{l}\operatorname{tg}\alpha' \pm H_c\cdot S\cdot\operatorname{tg}\alpha'\end{aligned}\right\} \quad (1,a)$$

pentru miezul A, și:

$$\left.\begin{aligned}\Phi_B &= \pm B_S \cdot S\\ \Phi_B &= (w\cdot i_\sim + w_C I_C + w_C i_{C\sim} - w_D I_D - \\ &\quad - w_D i_{D\sim})\frac{S}{l}\operatorname{tg}\alpha' \pm H_c\cdot S\cdot\operatorname{tg}\alpha'\end{aligned}\right\} \quad (1,b)$$

pentru miezul B.

Determinarea criteriilor de similitudine prin metoda modelului fizic necesită aducerea ecuațiilor (10) la o formă adimensională. Această formă se obține scriind ecuațiile respective în sistemul de unități relative, ale cărui valori de referință sînt:

$$\left.\begin{aligned}U_{ref} &= U_\sim\\ R_{ref} &= R + R_\sim\end{aligned}\right\}. \quad (11)$$

În acest sistem de unități relative, în cazul în care unul dintre miezuri este saturat (de exemplu, miezul A), ecuațiile (10), ținînd seamă și de (1,a) și (5), devin:

$$\sqrt{2}\sin K_t = K_{i\sim} + K_{L\sim}\frac{\mathrm{d}K_{i\sim}}{\mathrm{d}K_t} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}K_t}\left[\pm K_{B_S} + \right.$$

$$\left. + K_{\alpha'}\left(1 + \frac{K_{I_C} + K_{i_{C\sim}}}{K_{i\sim}} - \frac{K_{I_D} + K_{i_{D\sim}}}{K_{i\sim}}\right)K_{i\sim} \pm K_{H_c}\right];$$

$$0 = K_{i_{C\sim}} + \frac{1}{K_{R_C}}\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}K_t}\left[\pm K_{B_S} + K_{\alpha'}\left(1 - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{K_{I_C} + K_{i_{C\sim}}}{K_{i\sim}} + \frac{K_{I_D} + K_{i_{D\sim}}}{K_{i\sim}}\right)K_{i\sim} \pm K_{H_c}\right];$$

$$0 = K_{i_{D\sim}} - \frac{1}{K_{R_D}}\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}K_t}\left[\pm K_{B_S} + K_{\alpha'}\left(1 - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{K_{I_C} + K_{i_{C\sim}}}{K_{i\sim}} + \frac{K_{I_D} + K_{I_{D\sim}}}{K_{i\sim}}\right)K_{i\sim} \pm K_{H_c}\right], \quad (10,a)$$

în care:

$K_t = \omega t$ este criteriul de homocronie;

$K_{i\sim} = i_\sim \frac{R_{ref}}{U_{ref}}$ — criteriul curentului alternativ de sarcină;

$K_{L\sim} = \frac{\omega L_\sim}{R_{ref}}$ — criteriul inductanței sarcinii;

$K_{B_S} = \frac{\omega\cdot B_S\cdot S\cdot w}{U_{ref}}$ — criteriul inducției de saturație;

$K_{\alpha'} = \frac{\omega\cdot S\cdot w^2}{l\cdot R_{ref}}\operatorname{tg}\alpha'$ — criteriul pantei ciclului dinamic limită de histerezis;

$K_{I_C} = \frac{R_{ref}\cdot w_C\cdot U_C}{R_C\cdot w\cdot U_{ref}}$ — criteriul gradului de premagnetizare cu curent continuu de comandă;

$K_{i_{C\sim}} = \frac{R_{ref}\cdot w_C\cdot i_{C\sim}}{U_{ref}\cdot w}$ — criteriul componentei alternative a curentului de comandă;

$K_{R_C} = \frac{R_C\cdot w^2}{R_{ref}\cdot w_C^2}$ — criteriul suprimării armonicilor pare din circuitul de comandă;

$K_{I_D} = \frac{R_{ref}\cdot w_D\cdot U_D}{R_D\cdot w\cdot U_{ref}}$ — criteriul gradului de premagnetizare cu curent continuu de deplasare;

$K_{i_{D\sim}} = \frac{R_{ref}\cdot w_D\cdot i_D}{U_{ref}\cdot w}$ — criteriul componentei alternative a curentului de deplasare;

$K_{R_D} = \frac{R_D\cdot w^2}{R_{ref}\cdot w_D^2}$ — criteriul suprimării armonicilor pare din circuitul de deplasare;

$K_{H_c} = \frac{\omega\cdot H_c\cdot S\cdot w}{U_{ref}}\operatorname{tg}\alpha'$ — criteriul cîmpului magnetic coercitiv.

Sistemul de ecuații adimensionale (10,a) caracterizează comportarea amplificatorului magnetic în orice regim; de aceea aceste ecuații sînt numite ecuații criteriale generale ale amplificatorului magnetic de tipul considerat.

În regim permanent, ținînd seamă și de criteriile de similitudine ale redresoarelor, similitudinea a două amplificatoare magnetice este caracterizată de 16 criterii, și anume:

$$K_t, K_{L\sim}, K_{B_S}, K_{\alpha'}, K_{H_c}, K_{I_C}, K_{R_C}, K_{I_D},$$
$$K_{R_D}, K_{u_i}, K_{i_{D\sim}}, K_{R_i}, K_{R_D}, K_{i\sim}, K_{i_{C\sim}}, K_{i_{D\sim}};$$

ultimele trei criterii sînt criterii determinate, deoarece valorile lor depind de valorile celorlalte criterii și sînt univoc determinate de

sistemul de ecuaţii criteriale generale (10,a). Rezolvarea acestui sistem se face folosind modelul fizic.

În urma analizei expresiilor celor 13 criterii determinante se constată că ele conţin 23 parametri, şi anume :

$$\omega,\ t,\ L_{\sim},\ R_{ref},\ B_S,\ H_c,\ \operatorname{tg}\alpha',$$
$$S,\ l,\ w,\ w_C,\ w_D,\ U_{ref},\ U_C,\ U_D,$$
$$R_C,\ R_D,\ u'_i,\ i'_d,\ m,\ n,\ R'_i,\ R'_d,$$

dintre care zece parametri ai modelului pot fi aleşi arbitrar, valorile lor nedepinzînd de valorile parametrilor corespondenţi ai originalului. Ceilalţi 13 parametri trebuie aleşi în aşa fel încît, în funcţie de parametrii originalului şi de cei zece parametri independenţi ai modelului, să asigure realizarea pe model a tuturor celor 13 criterii determinante.

Se pot alege arbitrar următorii parametri :

$$S,\ l,\ B_S,\ H_c,\ \operatorname{tg}\alpha',\ w,\ w_C,\ w_D,\ R'_i,\ R'_d.$$

În acest caz, fiecare dintre criteriile determinante de similitudine conţine un parametru a cărui valoare trebuie să fie variată astfel încît să asigure similitudinea, conform tabelei 3.

Unele dintre criteriile de similitudine stabilite au o semnificaţie fizică imediată. Astfel, criteriul inducţiei de saturaţie, $K_{B_S} = \frac{W \cdot B_S \cdot S \cdot \omega}{U_{ref}} = \frac{\sqrt{2}\,U_S}{U_{ref}}$, este o măsură a gradului de saturaţie a amplificatorului.

Criteriul suprimării armonicilor pare din circuitul de comandă : $K_{R_C} = R_C \frac{w^2}{w_C^2} \cdot \frac{1}{R_{ref}} = \frac{R'_C}{R_{ref}}$ reprezintă cîtul dintre valoarea raportată a rezistenţei circuitului de comandă şi valoarea rezistenţei circuitului de sarcină.

În tabela 4 sînt prezentate valorile criteriilor de similitudine ale unor amplificatoare magnetice cu reacţie internă fabricate în ţară.

Tabela 3

Criteriul	K_t	$K_{L_\sim}$	K_{B_S}	$K_{\alpha'}$	K_{I_C}	K_{I_D}	K_{R_C}	K_{R_D}	K_{H_c}	K_{u_i}	K_{i_d}	K_{R_i}	K_{R_d}
Parametrul	t	$L_\sim$	U_{ref}	ω	U_C	U_D	R_C	R_D	R_{ref}	u'_d	i'_i	m	n

Tabela 4

Tipul \ Criteriul	K_{B_S}	$K_{\alpha'} \times 10^3$	$KI_c \times 10^{-3}$	K_{R_c}	$KI_D \times 10^{-3}$	K_{R_D}	K_{H_c}
A.M.S.U. 1a/24	1,38	22	33,4	6,8	18,5	21,2	1,25
A.M.S.U. 1b/24	1,40	25	34	4,6	16,5	14,7	1,25
A.M.S.U. 1b 74/24	1,40	34	30,8	4	12	20	1,25
A.M.S.U. 2a/125	1,43	30	23	3,5	8	26	1,30
A.M.S.U. 2b/125	1,43	32	21,6	2,2	7,6	15,5	1,30
A.M.S.U. 3a/125	1,50	38	16	2,7	6,4	12	1,36
A.M.S.U. 3a/220	1,50	32	19	2,3	7,6	10	1,36
A.M.S.U. 3b/220	1,47	30	20	1,4	8	7	1,32
A.M.S.U. 4a/220	1,46	42	10	3	4,2	7,5	1,32
A.M.S.U. 4b/220	1,44	41	11	2	4,6	4,8	1,30
A.M.S.U. 5a/220	1,45	55	6,5	2	3,1	5,6	1,30
A.M.S.U. 5b/220	1,42	44	7,8	1	3,7	3	1,28
A.M.S.U. 6a/220	1,43	57	6,5	1,2	2,5	3,5	1,30
A.M.S.U. 6b/220	1,40	57	6,7	0,8	2,6	2,4	1,25
A.M.S.U.6bu/220	1,39	91	4,2	1,3	1,6	4	1,25
A.M.S.U. 7au/380	1,39	79	3,6	1,5	1	4,75	1,25
A.M.S.I.8au/380	1,39	104	3,5	1,5	0,8	6	1,25

5. Concluzii

Metoda modelării fizice este în prezent singura metodă care permite efectuarea unui calcul precis al amplificatoarelor magnetice de putere medie și mare.

Principalul avantaj al metodei constă în aceea că forma sistemului de ecuații ale amplificatorului magnetic poate fi oricît de complicată, rezolvarea sistemului nefăcîndu-se analitic. Sistemul de ecuații servește doar la stabilirea criteriilor de similitudine, iar rezolvarea lui se face folosind tot un amplificator magnetic care reprezintă în acest caz un calculator analogic specializat.

Criteriile de similitudine stabilite în lucrare permit modelizarea fizică controlată a ciclului dinamic limită de histerezis și a caracteristicilor reale ale redresoarelor, modelizare necesară în cazul calculului amplificatoarelor magnetice cu reacție internă.

Din lucrare rezultă necesitatea introducerii unei caracteristici de frecvență a modelului fizic, caracteristică necesară stabilirii valorii criteriului pantei ciclului dinamic limită de magnetizare.

Într-un mod cu totul similar, se pot stabili criteriile de similitudine pentru orice schemă cu amplificatoare magnetice, indicațiile date în lucrare fiind general valabile.

Bibliografie

[1] *Balian, R. H.* Rascet magnitnîh usilitelei s obratnoi sviaziu. In: Elektricestvo, nr. 9, 1961.

[2] *Finzi, L. A.* și *Durand, H. L.* Rules of similitude for Magnetic Amplifiers systems. Proceeding of the National Electronic Conference (Chicago III), 1951.

[3] *Gabler, M., Gașcoveț, M.* și *Tomanek, E.* Magnitnîe usilitelei (traducere din limba cehă). Moscova, Izd. Sovetscoe radio, 1961.

[4] *Gluhov V. P.* și *Iacubaitis, E. A.* Fizicescoe modelirovanie droselnîh magnitnîh usilitelei. Riga, Izd. A. N. Latvinscoi S.S.R, 1961.

[5] *Johnson, W. C., Merrell, B. C.* și *Alley, R. E.* Universal curves for D. C. controlable reactors. In: Transactions AIEE **68**, part. I, p. 31–40, 1949.

[6] *Kirpicev, M. V.* Teoria podobia. Izd. A. N. SSSR, 1953.

[7] *Lamm, A. U.* The Transductor. Stockholm, 2-red., ed. 1948.

[8] *Lvov, E. L.* Primenenie teorii podobia dlia rasceta magnitnîh usilitelei. Naucinie docladî vîsșei școlî. In: Electrotehnica i avtomatica, nr. 3, martie 1958.

[9] *Sand, M., Crăciunescu, A.* și *Constantinescu, L.* Unele probleme ale modelizării fizice a amplistatelor. Comunicare prezentată la sesiunea I. P. Iași, februarie 1965.

[10] *Storm, H. F.* Magnetic Amplifiers. New York, John Wiley & Sons, 1957.

[11] *Stefanovici, T. H.* Amplificatoare magnetice pentru automatizarea industriei (traducere din limba rusă). București, Editura tehnică, 1963.

[12] *Vasilieva, N. P., Sedih, O. A.* și *Boiarcencov M. A.* Proiectirovanie magnitnîh usilitelei. Moscova, G.E.I., 1959.

[13] *Venicov, V. A.* și *Ivanov-Smolenschii, A. V.* Fiziceskoe modelirovanie electriceskih sistem. Moscova, G.E.I., 1956.

Intrat în redacție la 26.I.1967

RECENZII

CZ 621.313

G. J. Thaler și M. L. Wilcox. **Mașini electrice** (Electric machines). New York, John Wiley & Sons, 1966, XI + 615 pag., 244 fig.

Autorii lucrării, prof. G. J. Thaler și prof. M. L. Wilcox, sînt binecunoscuți. Prof. G. J. Thaler este de mult timp consacrat în domeniul automaticii și acționărilor electrice, iar cărțile și publicațiile sale, care sînt autoritate în materie, s-au caracterizat totdeauna printr-o orientare modernă, cu pronosticuri de viitor care s-au adeverit.

Lucrarea este împărțită în 11 capitole. Este de remarcat, de la început, că succesiunea și împărțirea capitolelor sînt astfel concepute încît lucrarea poate fi abordată, în mod real, în diferite moduri, iar în prefață se dă o schemă care arată ce capitole trebuie citite în funcție de interesul cititorului. Lucrarea se adresează unui cerc larg de cititori și este deosebit de valoroasă, atît pentru cei care utilizează mașinile în instalații complexe automatizate, cît și pentru specialiștii constructori.

Capitolul 1 (10 pagini), intitulat „Perspective în conversiunea energiei", prezintă aspecte generale despre surse de energie și conversiunea energiei, amintind în mod comparativ trăsăturile fundamentale ale conversiunii termomecanice, mecanice, chimice, magnetohidrodinamice, termoelectrice, termoionice, fotoelectrice etc., și precizînd locul pe care îl ocupă în prezent mașinile electrice în acest cadru general. Se fac, de asemenea, unele aprecieri interesante asupra perspectivelor de viitor. Acest capitol formează o parte introductivă și poate fi omis fără a pierde înțelegerea restului lucrării. Capitolul se sfîrșește cu opt referințe bibliografice.

Capitolul 2 (47 pagini), intitulat „Cîmpuri magnetice, circuite și forțe", expune noțiunile minime necesare pentru înțelegerea restului lucrării și poate fi, de asemenea, omis de cititorul care are cunoștințele respective în acest domeniu.

În acest capitol se presupun cunoscute numai noțiuni despre cîmpuri statice și circuite și se tratează legile fizice principale ale magnetismului și electromagnetismului, inductanțe și reactanțe, energia înmagazinată în cîmpul magnetic și densitatea practică de energie. Se analizează, în continuare, legile generale ale conversiunii energiei, în cazul mașinilor electrice, energia cîmpului, forțe și lucrul mecanic. Acest capitol, remarcabil de clar redactat, deși tratează într-un cadru restrîns un domeniu atît de larg, este totuși relativ foarte cuprinzător, putînd servi perfect ca o bază teoretică pentru acea categorie de cititori care nu se preocupă curent de aspectele teoretice. Capitolul se încheie cu 24 probleme și 18 referințe bibliografice.

Capitolul 3 (36 pagini), intitulat „Mașina de bază", după ce prezintă principiile generale ale analogiei și modelării, arată utilitatea unui model pentru studiul mașinilor electrice și descrie un model alcătuit din circuite cuplate, cuprinzînd exclusiv rezistențe și inductanțe, relațiile de legătură între acesta și mașinile electrice fizice. În continuare se prezintă descrierea matematică a sistemului mecanic al mașinii elec-

trice şi interpretarea relaţiilor de bază. Capitolul se încheie cu prezentarea funcţiilor de transfer, a diagramelor şi a unelor consideraţii privind caracteristicile dinamice. Ecuaţiile modelului sînt scrise sub formă matricială. Capitolul se sfîrşeşte cu 11 referinţe bibliografice.

Capitolul 4 (71 pagini), intitulat „Maşina de curent continuu", după ce prezintă, în general, această maşină cu caracteristicile ei specifice, arată posibilitatea de aplicare a modelului cercetat în capitolul anterior şi stabileşte ecuaţiile sub formă matricială. În continuare, se trece succesiv la descrierea motorului şi a generatorului de c.c. cu excitaţie separată, împreună cu caracteristicile dinamice, funcţiile de transfer şi schemele-bloc ale acestora, maşina autoexcitată, maşina cu excitaţie serie şi maşina cu excitaţie compound. În încheiere sînt tratate maşinile amplificatoare, cu cîmpul acordat, ca rototrolul şi regulexul, şi cele cu cîmp transversal, ca metadina şi amplidina. Se prezintă ecuaţiile sub formă matricială, funcţiile de transfer şi schemele-bloc ale acestora, cum şi un model matematic al amplidinei. Capitolul se sfîrşeşte cu 45 probleme, dintre care multe privesc folosirea maşinilor amplificatoare, şi 30 referinţe bibliografice.

Capitolul 5 (58 pagini), intitulat „Maşina de inducţie", începe cu prezentarea caracteristicilor specifice ale maşinii de inducţie, analizează pe larg adoptarea modelului de circuit cercetat în capitolul 2 la diferitele tipuri de maşini de inducţie prezentîndu-se ecuaţiile matriciale pentru acestea şi evaluarea performanţelor. După această parte mai generală se trece la prezentarea circuitului echivalent al motorului bifazat în regim staţionar, cu stabilirea ecuaţiilor şi evaluarea performanţelor, apoi motorul de inducţie trifazat şi monofazat. În încheiere se analizează fenomenele tranzitorii electrice şi mecanice şi funcţiile de transfer. Capitolul se sfîrşeşte cu 34 de probleme şi 48 referinţe bibliografice.

Capitolul 6 (34 pagini), intitulat „Maşina sincronă", prezintă la început caracteristicile generale legate, în special, de distribuţia cîmpului rotoric şi trece apoi la aplicarea modelului cercetat în capitolul 2 la maşina sincronă şi la stabilirea ecuaţiilor matriciale. Urmează apoi stabilirea caracteristicilor părţii electrice în regim staţionar şi relaţiile vectoriale, condiţiile de pornire a motorului sincron. În încheiere se tratează performanţele tranzitorii electrice şi mecanice ale maşinii sincrone. Capitolul se sfîrşeşte cu 25 probleme şi 41 referinţe bibliografice.

Capitolele 3—6 tratează mai mult caracteristicile externe ale maşinilor rotative, utilizînd un model de circuit ca o bază comună şi metode matriciale pentru manipularea matematică. În aceste capitole nu sînt prezentate amănunte privind caracteristicile interne ale maşinilor şi prin aceasta este eliminată tratarea matematică bazată pe interacţiunile cîmpului. După cum se vede, aceste capitole privesc mai mult caracteristicile legate de comportarea maşinilor decît de proprietăţile interne şi proiectarea acestora. Ca urmare, cititorului nu îi sînt necesare decît foarte puţine cunoştinţe legate de teoria cîmpului. Aceste capitole sînt deosebit de interesante şi utile, atît pentru constructori, cît şi pentru toţi cei care utilizează maşinile electrice, în special instalaţii de acţionări complexe şi automate.

Capitolul 7 (70 pagini), intitulat „Maşinile în sistemele automate", prezintă o analiză mai detaliată a caracteristicilor dinamice în schemele de reglare automată. După o introducere scurtă în teoria reglajului automat se trece la reprezentarea diagramelor bloc a sistemelor de bază automate, care folosesc maşini electrice, şi la analiza metodelor de calcul, insistîndu-se asupra ecuaţiei caracteristice a sistemelor cu folosirea metodei locului rădăcinilor, a construcţiei locului rădăcinilor şi a metodei caracteristicilor de frecvenţă. După această bază, expusă didactic, clar şi succint, însă totuşi destul de cuprinzătoare, se trece la aplicarea acestor noţiuni la circuite de reglare automată a turaţiei, la servomecanisme de poziţie şi regulatoare de tensiune. Se prezintă, pentru toate aceste cazuri, teoria completă cu exemple practice tratate, în detaliu, pentru obţinerea performanţelor statice şi dinamice. Ultima parte a capitolului tratează metodele de compensare în cascadă şi paralel şi prezintă aplicaţiile în cazuri practice. Capitolul se sfîrşeşte cu 17 probleme şi 17 referinţe bibliografice.

Capitolul 8 (61 pagini), intitulat „Transformatoare", care acoperă un domeniu important al maşinilor electrice, introduce elemente noi privind teoria circuitelor magnetice. După o prezentare descriptivă a construcţiei transformatoarelor şi a principiilor de funcţionare se trece la circuitele echivalente ale transformatoarelor, la încercările în gol şi scurtcircuit, la pierderi şi cifra de calitate. Se analizează apoi fluxurile componente, inductanţele şi curentul de magnetizare. Urmează o tratare în detaliu a transformatoarelor de frecvenţă variabilă, care este clar expusă şi interesantă, şi reprezentarea în diagrame bloc a transformatoarelor. În încheiere se prezintă autotransformatoarele, transformatoarele cu mai multe înfăşurări şi transformatoarele trifazate. Capitolul se sfîrşeşte cu 40 de probleme şi 21 referinţe bibliografice.

Capitolul 9 (24 pagini), intitulat: „Forţe electromotoare şi forţe magnetomotoare", prezintă o aprofundare a cunoştinţelor privind forţele electromotoare şi magnetomotoare legate de geometria fizică a maşinilor electrice, lămurind astfel unele aspecte ale principiilor de funcţionare interne ale maşinilor. După o revedere a principiilor de bază şi a definiţiilor, se tratează succesiv forţa electromotoare de inducţie în bobinele maşinilor cu pas întreg şi fracţionar şi influenţa asupra acesteia în cazul înfăşurărilor distribuite, apoi forţe magnetomotoare pentru înfăşurări cu pas întreg şi fracţionar şi pentru bobinaje distribuite. În încheiere, suprimarea armonicilor de tensiune induse prin înfăşurări cu pas fracţionar. Capitolul se sfîrşeşte cu 16 probleme şi opt referinţe bibliografice.

Capitolul 10 (100 pagini), intitulat „Maşini în regim staţionar", tratează în detaliu o seamă de caracteristici importante interne ale maşinilor, incluzînd neliniarităţi, deci elemente care nu pot fi tratate prin teoria liniară a modelului de circuit prezentată în capitolele anterioare. Acest capitol este împărţit în trei părţi. Prima parte se ocupă de maşinile de curent continuu, începînd cu reacţia indusului şi compensări, trece apoi la caracteristicile generatorului cu excitaţie separată, derivaţie şi compound, apoi la motoare de curent continuu cu excitaţie derivaţie serie şi compound. Partea a 2-a tratează motoarele de inducţie. După o serie de consideraţii asupra cîmpurilor magnetice, a rezistenţei şi reactanţei rotorice, se trece la determinarea prin încercări a parametrilor circuitului echivalent pentru motorul de inducţie polifazat şi monofazat. Partea a 3-a tratează maşinile sincrone. După o analiză detaliată a forţei magnetomotoare şi a densităţii de flux se trece la încercările maşinilor sincrone în gol şi în scurtcircuit. Apoi se analizează raportul de scurtcircuit, reactanţa de scăpări, reactanţele longitudinale şi transversale. În încheiere se prezintă caracteristicile staţionare şi coeficientul de amortizare mecanic. Capitolul se sfîrşeşte cu 55 probleme şi 82 referinţe bibliografice.

Capitolul 11 (69 pagini), intitulat „Aspecte asupra aplicaţiilor maşinilor electrice", tratează aspecte legate de utilizarea maşinilor electrice, relevîndu-se caracteristicile importante în vederea alegerii maşinilor pentru diferite scopuri. Capitolul începe cu analiza descriptivă a diferitelor clase de protecţie şi izolaţie şi tratează apoi pe larg problemele legate de alegerea motoarelor în funcţie de sarcină, de relaţia viteză-cuplu, de temperatură etc. În încheiere se tratează pe larg problema controlului turaţiei, a timpului de accelerare şi a cuplului la pornire pentru diferite tipuri de maşini, cu aplicaţii practice. Capitolul se sfîrşeşte cu 20 probleme şi 68 referinţe bibliografice.

Cartea se încheie cu trei anexe, cuprinzînd un sumar de calcul matricial (se presupun cunoscute elementele de calcul cu determinanţi), de transformata Laplace şi tabele de unităţi, factori de conversiuni etc., cum şi cu răspunsuri la o parte din probleme şi un index.

Cartea scrisă cu claritate şi didactic, cu o grafică deosebită, are un pronunţat aspect de originalitate. Aceasta se datoreşte desigur şi faptului că unul dintre autori, prof. G. J. Thaler, fiind un renumit specialist în automatică şi electronică introduce un mod diferit şi modern de abordare a studiului maşinilor electrice, legat de scheme echivalente, de regimuri tranzitorii şi de folosirea metodelor matematice din automatică. Este de remarcat folosirea teoriei maşinii generalizate cu reprezentare matricială şi utilizarea, pretutindeni unde este posibil, a metodei matriciale şi a transformatei Laplace, ca instrumente de lucru. Teoria prezentată cuprinde toate aspectele esenţiale, privind atît regimul staţionar, cît şi cel dinamic, incluzînd funcţii de transfer, diagrame bloc, care sînt necesare la folosirea maşinilor în aplicaţii la care regimul dinamic este esenţial.

În sfîrşit, trebuie menţionată alegerea judicioasă a celor 270 probleme repartizate la sfîrşitul fiecărui capitol, care sînt foarte variate, atît ca dificultate, cît şi ca domeniu, acoperind perfect toată tematica tratată. Trebuie subliniate unele probleme la rezolvarea cărora este necesar un calculator electronic, lucru deosebit de folositor, cum şi faptul că la multe probleme sînt indicate rezolvarea şi rezultatul numeric.

De asemenea, trebuie remarcate numeroasele tabele cuprinzînd date foarte utile pentru calcule şi foarte uşor de folosit, cum şi o bibliografie bine aleasă, cuprinzînd 291 referinţe repartizate pe capitole.

În lucrare se foloseşte sistemul raţionalizat MKSA.

În concluzie, lucrarea prezentată este cu totul remarcabilă, fiind de o mare utilitate pentru cei care se preocupă de maşinile electrice, indiferent dacă sînt constructori sau utilizatori şi care vor găsi o serie de elemente neîntîlnite în tratatele clasice cele mai dezvoltate.

Modul clar de expunere, specific tuturor lucrărilor prof. G. J. Thaler, face ca citirea acestei cărţi să fie deosebit de plăcută.

D. Finţescu

CZ 621.314.222.3 + 621.314.224.3

* * * **Transformatoare de măsură.** Comportarea transformatoarelor de tensiune în regim tranzitoriu (Transformateurs de mesure. Comportement des transformateurs de tension en régime transitoire.) In: Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 12, 1966, p. 1373—1414.

Pe cuprinsul a trei articole se discută o serie de aspecte legate de comportarea transformatoarelor de tensiune în regim tranzitoriu. Problemele tratate se referă la următoarele aspecte.

1. Drouault, A. Răspunsul unui transformator de tensiune la o cădere bruscă de tensiune în primar (Réponse d'un transformateur de tension à une brusque chute de tension primaire).

Se examinează influenţa caracteristicilor circuitului magnetic al transformatoarelor de tensiune şi a sarcinilor din secundar asupra răspunsului aparatului la o variaţie bruscă a tensiunii din primar. După prezentarea relaţiilor ce dau legătura dintre tensiunea în secundar şi cea în primar se indică schema echivalentă de calcul al transformatorului de măsură. Se arată apoi cum se modifică legătura dintre tensiunea secundară şi cea primară, ţinînd seamă de variaţia sarcinii şi de variaţia componentei wattmetrice a curentului. Pentru ipotezele făcute la partea teoretică se fac aplicaţii numerice.

2. Ventre, R. Comportarea transformatoarelor capacitive de tensiune în timpul regimurilor tranzitorii (Comportement des transformateurs condensateurs de tension pendant les régimes transitoires).

Un transformator de tensiune capacitiv este un reductor de măsură compus în principal dintr-un divizor capacitiv de tensiune format din două capacităţi montate în serie. Între aceste capacităţi se conectează un transformator de tensiune care este alimentat la o tensiune mai scăzută decît cea aplicată la borne. Se arată cele două scheme de calcul şi principială, şi se definesc o serie de mărimi care intervin în regim tranzitoriu. Se determină apoi tensiunea reziduală în caz de scurtcircuit. Se fac consideraţii în legătură cu perturbaţiile produse de ferorezonanţă şi se analizează regimul liber. Se precizează că studiile întreprinse au dus la realizarea unor asemenea aparate cu utilitate practică imediată.

3. Lefebvre, M. Studiul răspunsului unui reductor de tensiune capacitiv în timpul unui scurtcircuit la bornele circuitului primar (Étude de la réponse d'un réducteur de tension capacitif pendant un court-circuit aux bornes du circuit primaire).

Studiul pleacă de la o relaţie generală dedusă pe baza unei scheme simplificate de calcul al unui reductor capacitiv de tensiune. Calculul efectuat cu ajutorul unui calculator numeric a permis obţinerea unor puncte corespunzătoare variaţiei diferiţilor parametri. Plecîndu-se de la aceste puncte, se arată modul de acţionare asupra schemei aparatului, astfel încît să rezulte o tensiune reziduală convenabilă. Întregul material este însoţit de o serie de observaţii teoretice şi practice care arată — pe lîngă aspectele esenţiale — şi perspectiva folosirii aparatelor în practică.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 538.652 : 621.3.042.2

Naumann, F. **Magnetostricţiunea într-un cîmp alternativ a tolelor de transformatoare cu granule orientate** (Die Wechselreld — Magnetostriktion von kornolientiertem Transformatorblech). În: ETZ — B, nr. 15, iulie 1966, p. 590—596, 3 fig. 13 grafice.

Cercetările au fost efectuate de autor (în cadrul institutului de cercetare al firmei Tyssen AG.). Pentru tolele de transformatoare cu granule orientate, autorul tratează magnetostricţiunea — o cauză a vibraţiilor transformatoarelor — în funcţie de inducţie de cîmpurile perpendiculare pe direcţia laminării şi de solicitările mecanice exterioare. Pentru măsurarea variaţiilor periodice magnetostictive de lungime Δl — aşa cum se produc la benzile obişnuite Epstein într-un cîmp alternativ — este descris amănunţit unul dintre variatele aparataje, la care vibraţiile sînt înregistrate cu ajutorul unor capsule înregistratoare combinate cu transductoare piezoelectrice. Urmează schema generală de măsurare, în care intră şi aceste capsule, cu care sînt înregistrate atît valorile momentane şi efective, cum şi aspectul frecvenţei vibraţiilor magnetostrictive. Experienţele s-au executat în diferite variante: la tole recoapte sau nu; în cazul solicitărilor mecanice ale tolelor sau fără aceste solicitări; în sensul laminării tolelor sau cu o anumită deviere faţă de acest sens etc. Diferite grafice redau rezultatele variatelor încercări efectuate, alungirile relative în funcţie de diferiţi factori. Astfel, se arată că magnetostricţiunea este anizotropă, valorile fiind minime la 55° faţă de direcţia laminării, în comparaţie cu această direcţie.

Dependenţa magnetostricţiunii de solicitări mecanice exterioare diferă considerabil în cazul sensului laminării faţă de solicitarea perpendicular pe această direcţie. În primul caz, magnetostricţiunea creşte o dată cu solicitările la presiune, iar în al doilea caz ea scade mult o dată cu solicitarea la tracţiune.

În concluzie — nu pentru micşorarea pierderilor — ci pentru evitarea vibraţiilor, sîmburii transformatoarelor cu granule orientate trebuie astfel construiţi încît fluxul magnetic să coincidă cît mai mult cu direcţia laminării tolelor, fiind evitate, pe cît posibil, solicitările mecanice ale sîmburilor.

Gh. C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.1.012.1

Dordea, T. **Contribuţii la teoria biaxială a maşinilor electrice.** Beitrag zur Zweiachsentheorie der elektrischen Maschinen. În: Arch. Elektrotechn. **50**, nr. 6, 1966, p. 362—371.

În lucrare se generalizează ecuaţiile lui Park (teoria celor două reacţii) pentru cazul unei maşini polifazate nesimetrice, care asigură o repartiţie spaţială sinusoidală a inducţiei în întrefier.

Pentru stabilirea ecuaţiilor teoriei celor două reacţii (două axe), în lucrare maşina reală polifazată cu un număr oarecare de circuite pe rotor se înlocuieşte cu o maşină echivalentă bifazată, avînd drept axe ale înfăşurărilor echivalente, axele de simetrie d, q.

Din condiţiile de echivalenţă ale celor două maşini se stabilesc relaţiile de transformare pentru curenţi, tensiuni, fluxuri, atît pentru stator, cît şi pentru rotor. Se stabilesc apoi ecuaţiile de tensiuni pentru stator şi rotor în sistemul d, q, o, cum şi ecuaţia mişcării.

În continuare, prin analogie cu teoria tehnică a maşinilor de c. a. se stabilesc ecuaţiile funcţionale în sistemul d, q, o, luîndu-se în considerare pierderile magnetice în maşină, care, în teoria clasică a celor două reacţii, prin introducerea maşinii idealizate, se neglijează.

Lucrarea reprezintă o contribuţie remarcabilă la dezvoltarea teoriei moderne a maşinilor electrice de c.a.

V. N.

CZ 621.319.52.027.8

Iakuşev, V. P. **Micşorarea pierderilor de tensiune în generatoarele în cascadă** (Umenşenie poteri vîhodnogo napriajenia cascadnogo generatora). În: Elektricestvo, nr. 11, 1966, p. 69—73, 5 fig., 1 tab., 11 ref. bibl.

Se prezintă pe scurt stadiul realizărilor şi cercetărilor în domeniul construirii şi exploatării generatoarelor de tensiune în cascadă.

Pentru micşorarea pierderilor se prevăd şi se discută şase măsuri atît sub aspect teoretic, cît şi sub aspect practic. Se arată relaţiile legate de măsurile preconizate şi se precizează modul de intervenţie asupra fiecărei mărimi, astfel încît pierderile de tensiune să se micşoreze sensibil. Se fac consideraţii asupra părţii teoretice privitoare la calculul căderilor de tensiune în generatoare de acest tip şi se construiesc trei scheme tipice asupra cărora se pot face intervenţiile rezultate din calcul. În partea a doua se expun rezultatele experimentale care se compară cu cele rezultate din calcul. În concluzie se arată atît structura schemei generatorului în cascadă, cît şi valorile capacităţilor care înlesnesc micşorarea pierderilor de tensiune.

A. C.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Cabluri. Conductoare*

CZ 621.315.285.024 (45)

Oudin, J. M. **Cablul submarin în curent continuu între Sardinia şi Italia** (La câble sous-marin à courant continu Sardaigne-Italie). In: Rev. Gén. Élect., tom. **75**, nr. 12, 1966. p. 1391—1398.

La montarea cablului submarin Sardinia-Italia s-a folosit în mare parte experienţa montării cablului de curent continuu Franţa-Anglia. Studiul începe cu prezentarea principalelor cabluri de curent continuu existente în exploatare şi se fac consideraţii asupra stadiului de folosire a curentului continuu la alimentarea locurilor depărtate de sursele de energie. Cablul submarin Italia-Sardinia are 104 km şi funcţionează la 200 kV. Este aşezat la adîncimea de 450 m. Cablul poate transporta 200 MW la o folosire de 80% a capacităţii. Liniile în cablu sînt dimensionate pentru transferarea între sursă şi consumator 1 500 MVA la 750 A, cu o supraîncărcare temporală de 8%. Principalele probleme tratate se referă la : condiţiile de legare a liniilor în cablu cu cele aeriene, elasticitatea în exploatare; studiul structurii cablului montat pe traseul Italia-Corsica-Sardinia; fabricarea cablurilor de mare lungime; tehnica pozării cablurilor, studiul şi executarea operaţiilor de pozare.

Se dau o serie de date privind tehnologia de fabricaţie şi modul de montare a diverselor straturi izolatoare ale cablurilor de curent continuu care se realizează la tensiuni de $\pm$ 100 kV şi la puteri mari.

A. C.

CZ 621.38 *Aplicaţiile ştiinţifice şi biologice ale electricităţii*

CZ 621.384.3

Doechel, R. **Noi utilizări ale razelor infraroşii în producţia industrială** (Neue Infrarotanwendungen in der industriellen Fertigung). In: ETZ-B, nr. 21, oct 1966, p. 793—797, 1 tabelă, 4 grafice, 5 fig.

Faţă de alte moduri de transmitere a căldurii (corpuri bune conducătoare termic), radiaţia infraroşie prezintă avantajul lipsei unui mediu transmiţător, eliminîndu-se astfel inerţia de transmitere, pierderile, iar limitele temperaturilor cresc. La radiaţia infraroşie deosebim radianţi obscuri cu o temperatură a suprafeţei de 200—600°C şi radianţi luminoşi cu temperatura de 2200°C. Inerţia căldurii la aceştia din urmă este mai mică decît o secundă. Avînd şi posibilitatea concentrării razelor, radiaţiile infraroşii încălzesc piesa respectivă peste 1 000°C cu un randament de 60—80%. Primele radiatoare infraroşii se construiau în tuburi de sticlă şi aveau puteri de 375 W, trecîndu-se apoi la tuburile de cuarţ cu diametrul de 10 mm (500—3 000 W), cu care s-au realizat apoi cuptoare infraroşii, avînd temperaturi de 1 400°C şi randament ridicat.

În privinţa utilizării acestor radiaţii infraroşii s-a putut trece de la vechile metode de sudură (ciocanul de lipit,sudura autogenă sau încălzirea prin înaltă frecvenţă) la sudura prin raze infraroşii, care prezintă diferite avantaje, cum ar fi controlul permanent al temperaturii, limitarea precisă a locului încălzit etc.

Se arată secţiunea unui radiator infraroşu cu care se execută printre altele, lipituri la schemele imprimate în 4 s cu un randament de 70%. Urmează o descriere a cuptoarelor (secţiuni, randamente etc.), destinate încălzirii barelor de oţel (care urmează a fi forjate la temperaturi precise) şi a tablelor sau benzilor de oţel.

Elementul incandescent la aceste cuptoare constă dintr-o spirală de wolfram încărcată cu 1—3 kW şi avînd o durată de 5 000 h. Ca reflector se utilizează un strat anodic de mercur cu o grosime de 0,6—2 μm. Articolul se încheie cu cîteva observaţii privind aceste cuptoare din punctul de vedere al construcţiei, al utilizărilor posibile şi al dezvoltării lor.

Gh. C.

CZ 621.313.52 : 621.382.333.3

Aguilar-Martin, J. **Circuit de comutaţie cu inductanţă cu miez saturat pentru convertizoare statice cu tiristoare** (Circuit de commutation à inductances à noyau saturable pour convertisseurs statiques à thyristors). In : Rev. Gén. Elect., tom. **75**, nr. 10, oct 1966, p. 1139—1145, 7 fig., 16 ref. bibl.

După o scurtă prezentare a problemei, în care se arată stadiul cercetărilor la care s-a ajuns, se prezintă următoarele aspecte :

1. Amorsarea şi dezamorsarea elementelor unui tiristor.

2. Aplicarea tensiunii de dezamorsare cu ajutorul inductanţelor liniare.

3. Limitele de variaţie a elementelor de comutaţie.

4. Utilizarea inductanţelor statomagnetice.

5. Realizarea unui convertizor static cu inductanţe de comutaţie statomagnetice.

Problemele esenţiale ale unui asemenea tiristor constau în dezamorsarea elementelor sale. Tensiunea inversă aplicată pînă în prezent era dată de un circuit cu inductanţă şi capacitate în regim tranzitoriu. În acest caz, elementele circuitului de comutaţie aveau valori ridicate. Acest inconvenient poate fi eliminat cu ajutorul unui circuit cu inductanţe statomagnetice (cu ciclu histerezis pătrat), care permit aplicarea unei tensiuni ridicate un timp scurt, independent de sarcină cu valori ale capacităţilor şi inductanţelor considerabil reduse. Se descrie noua metodă şi se arată performanţele aparatului realizat. Principalele caracteristici se referă la : P = 2 kVA ; 2E = 130 V (curent continuu) ; curent maxim 20 A, iar cel minim, 1 A. Tensiunea inversă 200 V ; randamentul 0,95.

A. C.

CZ 621.313.1.017.001.24

Avertisean, A. **Calculul programării privind optimizarea maşinilor electrice cu ajutorul calculatoarelor electronice cifrice** (Dinamicescoe programirovanie rasciota optimalnîh electriceskîh maşina Ţ.V.M.). În : Elektricestvo, nr. 11, 1966, p. 46—50, 4 fig., 5 ref. bibl.

După ce se arată stadiul cercetărilor, se lămuresc o serie de aspecte principiale privitoare la folosirea maşinilor electronice cifrice la studiul optimalităţii maşinilor electrice. Se discută relaţiile generale care depind de parametrii maşinilor electrice şi se fac consideraţii asupra procesului de calcul. Se formează algoritmul problemei şi se construieşte schema logică de calcul. În cadrul schemei se aranjează blocurile şi se indică legăturile funcţionale logice. Se arată mersul calculului pentru găsirea variantei optime din mai multe soluţii posibile. De remarcat că prin intermediul unui generator de funcţiuni se comunică maşinii cifrice diverse caracteristici ale maşinilor electrice. În încheiere se comentează rezultatele obţinute pe baza modelului matematic supus calculului şi se arată diverse aplicaţii ale maşinilor electronice pentru optimizarea maşinilor electrice.

A. C.

CRONICĂ

A VI-a Sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice a Institutului de studii şi proiectări energetice

În zilele de 5—7 decembrie 1966 s-au desfăşurat la Bucureşti lucrările celei de-a VI-a Sesiuni de comunicări tehnico-ştiinţifice a Institutului de studii şi proiectări energetice din cadrul Ministerului Energiei Electrice, organizată în colaborare cu Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor. Au fost prezentate în total 96 de referate, în care au fost arătate cele mai importante realizări tehnice şi ştiinţifice obţinute în anul 1966 de proiectanţii institutului în domeniile producerii, transportului şi distribuţiei energiei electrice. În cadrul sesiunii au fost însă expuse şi lucrări întocmite în afara Institutului de studii şi proiectări energetice, de exemplu, din partea Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti, a Institutului de energetică al Academiei Republicii Socialiste România, a Institutului de studii şi proiectări hidroenergetice, a Institutului de proiectări de instalaţii de automatizare, a Întreprinderii de electrocentrale Bucureşti etc.

Datorită numărului mare de referate şi specificului lor foarte variat, lucrările sesiunii s-au desfăşurat pe şase secţii de specialitate, astfel :

secţia I „Sisteme energetice", 22 referate ;

secţia a II-a „Partea electrică a instalaţiilor electroenergetice", 15 referate ;

secţia a III-a „Partea termică a instalaţiilor electroenergetice", 14 referate ;

secţia a IV-a „Arhitectura, rezistenţa şi instalaţiile lucrărilor energetice", 17 referate ;

secţia a V-a „Automatizări şi protecţie prin relee", 17 referate ;

secţia a VI-a „Centrale nuclearoelectrice", 11 referate.

Pe marginea referatelor prezentate s-au purtat discuţii interesante şi ample, care au contribuit la precizarea unor probleme ştiinţifice, tehnice şi economice şi au scos în evidenţă aspectele mai importante şi mai actuale ale subiectelor tratate. La aceste discuţii au participat şi un mare număr de invitaţi din M.E.E. şi din întreprinderile dependente (T.E.M., I.S.P.H., I.R.M.E., întreprinderile regionale de electricitate şi întreprinderile de electrocentrale), din Institutul de energetică al Academiei Republicii Socialiste România, Institutul de fizică atomică al Academiei Republicii Socialiste România a institutele de învăţămînt superior din ţară, fabricile constructoare de echipament energetic.

În continuare se prezintă lista referatelor susţinute în cadrul sesiunii, pe secţii.

Sisteme energetice

P. Dimo : Echivalenţii şi schemele REI. Grafuri reziduale bidirecţionale de corespondenţă biunivoce.

V. I. Niţu, H. Albert şi *M. Brădescu* : Considerente economice privind înlocuirea agregatelor.

M. Grăniceanu şi *E. Costin* : Rezultate ale analizei statistice a structurii curbelor de sarcină.

E. Costin şi *A. Sevastru* : Metode de prognoză a curbelor de sarcină şi eficienţa lor relativă.

V. I. Niţu, H. Albert şi *M. Brădescu* : Criterii de apreciere a siguranţei conexiunilor electrice.

N. Bordeianu, G. Manolescu şi *A. Sevastru* : Despre unii indici caracteristici privind dezvoltarea reţelelor electrice de înaltă tensiune din ţara noastră, în comparaţie cu alte ţări.

M. Staadecker, B. Ungureanu şi *P. Vasilescu* : Algoritmul şi programul de calcul pentru determinarea drumului critic CPM cu ajutorul calculatorului electric CIFA 102.

P. Cartianu : Obiect şi metodă în microfizica inginerească.

L. Groza : Procedeu de predeterminare a instabilităţii sistemelor energetice.

Gh. Moraite : Probleme privind capacitatea maximă de transport a rețelei de 220(400) kV din Republica Socialistă România.

I. Iordănescu, S. Ionescu și *M. Staadecker* : Determinarea simultană a stabilității dinamice și a altor mărimi ale sistemelor energetice în timpul regimului tranzitoriu cu ajutorul calculatoarelor electrice cifrice.

L. Groza, S. Ionescu și *A. Nica* : Studiul parametric cu calculatoarele analogice privind influența regulatoarelor asupra limitei stabilității generatoarelor.

P. Dimo, S. Ionescu și *P. Vasilescu* : Rezultatele obținute cu un nou algoritm de calcul adaptat analizei nodale.

P. Vasilescu și *B. Ungureanu* : Extinderea automatizării calculelor de regimuri staționare de funcționare a rețelelor buclate ale sistemului energetic.

Gh. Crețu și *St. Sofronie* : Analiza unor probe efectuate în sistemul energetic.

M. Ciobanu și *Gh. Crețu* : Problema șocurilor produse de consumatori, efectele lor și metode de rezolvare.

I. Pop și *N. Terdiman* : Soluții de alimentare de siguranță a consumatorilor vitali ai C. S. Galați.

G. Vădănescu : Alegerea parametrilor generatoarelor sincrone de mare putere din marile centrale ale sistemului electroenergetic din România.

N. Chirculescu, M. Bogdan și *A. Olaru* : Contribuții la teoria optimizării regimurilor de funcționare a rețelelor sistemelor electrice. Optimizarea puterii reactive prin proiectare.

N. Chirculescu : Generalizarea formulelor de calcul al pierderilor și al creșterilor diferențiale ale pierderilor de putere în rețelele sistemelor energetice.

M. Constantinescu, I. Colban și *A. Nica* : Alegerea caracteristicilor electrice ale generatoarelor și transformatoarelor de mare putere.

D. Cristescu și *B. Ungureanu* : Determinarea regimului de tensiune în stații la acțiunea supratensiunilor atmosferice, ținînd seamă de caracteristicile reale ale descărcătoarelor și de fenomenul de propagare.

Partea electrică a instalațiilor electroenergetice

E. Constantinescu și *C. Petrescu* : Determinarea frecvenței optime de avariere a liniilor electrice aeriene.

C. Petrescu : Importanța corelării condițiilor meteorologice și a ipotezelor de calcul cu tipul constructiv de stîlp pentru siguranța în exploatare a liniilor electrice aeriene.

Z. Neag și *E. Rosinger* : Utilizarea mașinii electronice de calcul pentru calculul mecanic al conductoarelor liniilor electrice de înaltă tensiune.

D. Voinea : Direcții de dezvoltare în proiectarea stațiilor electrice.

M. Stein și *V. Grigoriu* : Asupra nivelelor puterilor de scurtcircuit pe barele de 6 (10) kV ale centralelor și stațiilor electrice.

P. Militaru și *N. Petre* : Considerente și propuneri privind calculul stabilității termice la scurtcircuit al conductoarelor și aparatelor.

O. Tenea și *M. Loghin* : Căi de curent în bare capsulate utilizate în centralele electrice.

C. Bădescu și *D. Oncica* : Noutăți în construcția de aparataj electric automat de conectare de joasă tensiune și criteriile de alegere a acestuia în schemele de utilizare.

T. Dobrin și *I. Jdanov* : Căi pentru simplificarea și reducerea prețului de cost al stațiilor de 400 kV.

V. Nonea : Compensatori de mare putere în sistemul energetic național.

D. Mark și *C. Stoianovici* : Utilizarea înfășurării de compensare a autotransformatoarelor de 220/110 kV pentru alimentarea serviciilor proprii ale C.E.T. și C.T.E.

A. Florescu și *M. Ungureanu* : Concluzii rezultate din analiza supratensiunilor atmosferice care apar în stațiile de 220 kV ale sistemului electroenergetic din România.

I. Pop : Despre dezexcitarea rapidă a generatoarelor și efectele sale asupra mașinilor sincrone.

Gh. Moraite și *M. Vintilescu* : Unele aspecte privind alimentarea serviciilor proprii ale centralelor termoelectrice echipate cu blocuri de mare putere.

P. Cartianu, O. Macovei, S. Lifigiu și *S. Weiss* : Catalog de prețuri tipizate pentru aparate electrice montate în stațiile de transformare și conexiuni la 110, 220 și 400 kV.

Partea termică a instalațiilor electroenergetice și de termoficare

R. Cernea și *C. Trifu* : Utilizarea calculelor energetice în domeniul centralelor termoenergetice.

C. Burducea, C. Goldenberg și *N. Mirea* : Examinarea posibilităților de determinare a consumurilor specifice de căldură ale centralelor electrice cu ajutorul calculatoarelor electrice.

C. Goldenberg, S. Ionescu, N. Mișu, M. Staadeker și *M. Marinescu* : Contribuții la realizarea unui model matematic pentru stabilirea structurii puterilor din sistemul energetic.

C. I. Staicu : Randamentul tehnico-economic în energetică.

Colectiv I.T.E. : Investițiile energetice reflectate în indicii tehnico-economici.

M. Nistor : Căile de creștere a eficienței economice a centralelor termoelectrice.

M. Voinea și *V. Athanasovici* : Oportunitatea folosirii în condițiile specifice țării noastre a ciclului de termoficare pe perioada de vară, pentru introducerea climatizării la consumatorii urbani de căldură.

M. Iacobsohn : Utilizarea căldurii deșeu, cu potențial termic scăzut, ca prima etapă pentru preîncălzirea apei în rețeaua de termoficare.

V. Brătescu și *Gh. Marinescu* : Cîteva considerente asupra instalației de pompe Bagger, tip 12 GR 8 de la C.T.E. Paroșeni.

I. Săndulescu : Aspecte economice privind alegerea soluției pentru evacuarea hidraulică a zgurei și cenușii la centralele termoelectrice.

Gh. Marinescu : Soluții actuale în proiectarea gospodăriilor de cărbune ale centralelor electrice.

D. Popovici : Proiect tip „gospodării de combustibil lichid".

I. Brodetki : Apa de mare — fluid de răcire.

L. Orenstrat : Noi aspecte ale neutralizării apelor reziduale în instalațiile de demineralizare.

Arhitectură, rezistență și instalațiile lucrărilor energetice

P. Militaru, E. Ciortan și *Gh. Dumitriu* : Probleme de estetică în proiectarea stațiilor de transformare.

S. Nunweiller și *E. Bolki* : Cu privire la unele aspecte ale fabricației și exploatării stîlpilor din beton centrifugat precomprimat pentru linii electrice aeriene.

N. Gruia și *Z. Dufescu* : Elemente noi în proiectarea tip a fundațiilor și stîlpilor liniilor electrice aeriene de 6—15 kV.

M. Deleanu, N. Mudric și *M. Ichim* : Considerente teoretice și realizări în proiectarea și construcția cadrelor din stațiile de transformare exterioare.

N. Fiat : Fisurarea elementelor de beton armat supus la întindere excentrică.

I. Bădescu și *Gh. Manolescu* : Noua metodă de calcul pentru fundațiile căilor de rulare a transformatoarelor la centrale electrice și stații.

D. Stănculescu : Înnădirea barelor de oțel beton cu manșon cilindric de oțel sudat manual cu arc electric.

D. Stănculescu și *D. Chiriță* : Panouri ușoare din metal pentru acoperișul și pereții centralelor electrice.

D. Mateescu, N. Fiat, N. Schmidt și *M. Moț* : Particularitățile de proiectare privind traversări suspendate pentru conducte de zgură și cenușă peste Jiu la C.E.T. Craiova.

M. Deleanu : Protecția anticorosivă a betoanelor în centralele termoelectrice.

C. Macarie și *M. Cirebea* : Privire de ansamblu asupra indicilor de plan general realizați la centralele proiectate de I.S.P.E.

D. Lungu și *M. Frunzetti* : Soluții moderne în rezolvarea depozitelor de echipament.

M. Subovici și *I. Dragomir* : Probleme legate de realizarea depozitelor de zgură și cenușă.

V. Popovici : Transportul pieselor grele sau negabaritice a echipamentelor energetice aferente grupurilor de mare putere.

M. Tulbure : Stingerea incendiilor în termocentrale.

T. Gereb, V. Apostolescu şi *D. Chiţu* : Privire asupra metodelor de calcul pentru fundaţiile de turbogeneratoare şi perspective de viitor.

M. Zamfirescu : Metode noi în încălzirea staţiilor de transformare.

Automatizări şi protecţie prin relee

S. Marcu şi *V. Chiriţă:* Tratarea informaţiilor în noua cameră de comaudă a dispecerului energetic naţional.

V. Vlădeanu şi *D. Ioanin:* Utilizarea canalelor de transmisiuni ale dispecerului energetic naţional pentru protecţia prin relee.

M. Pupăză: Asigurarea sensibilităţii protecţiilor de distanţă pe liniile de transport de 220—400 kV.

H. Segall: Reducerea duratei treptelor de timp în protecţia prin relee.

I. A. Badea şi *S. Marcu:* Introducerea reglării automate frecvenţă-putere în sistemul energetic naţional.

M. Ciobanu : Soluţii moderne în proiectarea camerelor de comandă termice.

N. Mirea şi *M. Semedrea* : Perspectivele de extindere a utilizării calculatoarelor electronice existente.

V. Velicu, S. Guţu şi *A. Ioachim* : Rezultatele obţinute prin modelarea circuitelor de reglare automată ale instalaţiilor termice din centralele termoelectrice pe calculatoare analogice.

P. Silvestru şi *D. Romanescu* : Automatizarea instalaţiilor de tratare chimică a apei.

I. A. Badea : Considerente asupra automatizării echipării şi alegerii aparaturii pentru cazanele de abur de debite mici în condiţiile din ţară.

P. Cartianu şi *P. Columbeanu* : Aplicaţii ale logisticii matematice la unele scheme de automatizare folosite în energetică.

N. Mirea şi *A. Thuma* : Procedee moderne de proiectare.

M. Horodniceanu : Considerente asupra unor probleme de automatizare şi protecţie prin relee în serviciile interne din centralele termoelectrice.

E. Dealcu : Analiza statistică a mesajelor telemecanice în energetică.

M. Duma, D. Negreanu, S. Felea şi *V. Cuperman* : Aparatura de telemecanică de tip multifuncţional şi centralizat, tip T A2.

V. Brana, E. Mihăilescu, C. Brana, C. Simbotin, C. Toia, V. Ciolacu şi *V. Săndulescu* . Aparatura de telemecanică în cod de impulsuri, tip TC 4.

S. Eckstein şi *C. Negreanu* : Unele considerente privitoare la introducerea metodei PERT în proiectare.

Centrale nuclearoelectrice

I. Gheorghe : Întrebuinţarea apei grele în reactoarele nucleare.

M. Grecu : Materiale noi folosite în energetica nucleară ca învelişuri ale combustibilului nuclear.

T. Mocanu : Preîncălzirea regenerativă a apei de alimentare la centralele nuclearoelectrice.

I. Iordache : Tendinţe noi în dezvoltarea centralelor echipate cu reactoare tip PWR şi BWR. Comparaţia tehnico-economică a acestora cu centralele echipate cu alte tipuri de reactoare.

C. Haiduc : Analiza eficacităţii termice a centralelor electronucleare cu reactoare moderate cu apă grea şi cu supraîncălzire a aburului.

Gh. Manolache : Centrale nuclearoelectrice echipate cu reactoare tip uraniu natural, moderate cu apă grea. Evoluţia şi tendinţele în ceea ce priveşte investiţiile în centrală şi costul energiei electrice produse.

A. Florescu, R. Petcu şi *M. Staadeker* : Examinarea parametrică a influenţei economice a profilelor şi amplasamentelor în cazul corelării unei centrale nuclearoelectrice cu o centrală termoelectrică pe păcură de import.

E. Comşa : Reglajul reactivităţii la un reactor de putere.

N. Culerda : Rolul neutronilor întîrziaţi în controlul reactivităţii.

M. Dumitrescu : Calculul protecţiei biologice a reactoarelor nucleare.

E. Ungar : Calculul activităţii produselor de fisiune, rezultate la arderea combustibilului nuclear. Măsuri tehnologice şi constructive de bază pentru reducerea pericolului de iradiere.

În general, lucrările acestei sesiuni au arătat importantele progrese realizate în domeniul concepţiei energetice, atît în tratarea de ansamblu a problemelor complexe, cît şi în direcţia specializării în probleme de detaliu. În acelaşi timp a rezultat o remarcabilă intensificare a preocupării proiectanţilor din I.S.P.E. pentru problemele de cercetare, de introducere a soluţiilor tehnice moderne, de îmbunătăţire calitativă a studiilor şi proiectelor elaborate. Prin aceasta s-a demonstrat încă o dată capacitatea cadrelor din institut de a aborda problemele de înalt nivel tehnic, a căror rezolvare este necesară pentru dezvoltarea electrificării din ţara noastră în etapa următoare.

E. Constantinescu

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil ; ing. V. Bunea ; ing. V. Ciofu ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu ; ing. Şt. Grosu ; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. Lazaride ; conf. ing. D. F. Lăzăroiu ; ing. M. Opaschi ; ing. A. Popa ; prof. ing. Cristiana Popescu ; ing. Vl. Popovici ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ ; ing R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3. Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament : Publicaţiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif. pentru intreprinderi : lei 100 anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri ; lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Intreprinderea poligrafică „Informaţia". str. Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, c. 5139.
Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41400

CONTENTS

DC 537.523.3 :530.182 :621.315.611/5

Avramescu, A. : **Similitude laws of partial discharges in holes of solid insulators.**

Electrotehnica **15**, nr. 4, april 1967, p. 117 – 122

Recent experimental researches on model of holes in solid insulating materials showed a partition of the charge flow in numerous, parallel, successive strip discharges. A physical model is given for the discharge between two parallel insulated surfaces and the similitude laws are analysed assuming a constant, or at small distances a slightly growing disruptive field. The analysis permits conclusions to be drawn concerning the frequency spectrum of the partial discharges in transformers.

DC 621.313.32.017.32 :621.317.431

Nedelcu, V. N. : **The experimental interpretation of the saturation influence on the parameters of synchonous machines.**

Electrotehnica **15**, nr. 4, april 1967, p. 122 – 127

Some assymetrical schemes offering the possibility of determining the longitudinal, transversal and loss parameters of synchronous machines are suggested. These schemes can also be used for experimentally studying the saturation influence of magnetic circuit (d, q) on the parameters of the other circuit (q, d).

DC 621.313.333.002.2 :658.513

Oprendeck, B. : **A way of interpreting the serial control data in asynchronous machines.**

Electrotehnica **15**, nr. 4, april 1967, p. 128 – 136

The author describes the conditions to be met by the industrial methods, stressing the lack of efficiency of the known methods. The method suggested consists in grouping the control data according to closest possible criteria to the followed parameter. By comparing the type measurements with those of serial tests it is possible to determine by statiscal-mathematical means the control limit of the criteria. The necessary calculus were made by means of the digital computer MECIPT—1. The control of the observance of the criterial limits by the six measurements of the serial control is performed rapidly by three control fields provided with nomograms. The experimental checks carried out and the long-term utilization in industry of the method suggested are as many proofs of its technical and economic efficiency.

DC 621.313.333.002.2 :612.312 :658.513

Babuţia, I. and *Oprendeck, B.* : **The verification in the industrial practice of the complex criterium method as applied to the serial control of asynchronous machines.**

Electrotehnica **15**, nr. 4, april 1967, p. 136 – 142

The lack of efficiency of the currently used method of the individual limits and of the limit method for value pairs (Goldberg) is pointed out. The checkings and industrial-use examples of the complex criterium method which has been found to be the most accurate and effective method of interpreting the serial control data in asynchronous machines are included.

DC 621.375.3 :530.182

Sand, M. and *Crăciunescu, A.* : **The similitude criteria of the magnetic amplifiers.**

Electrotehnica **15**, nr. 4, april 1967, p. 143 – 150

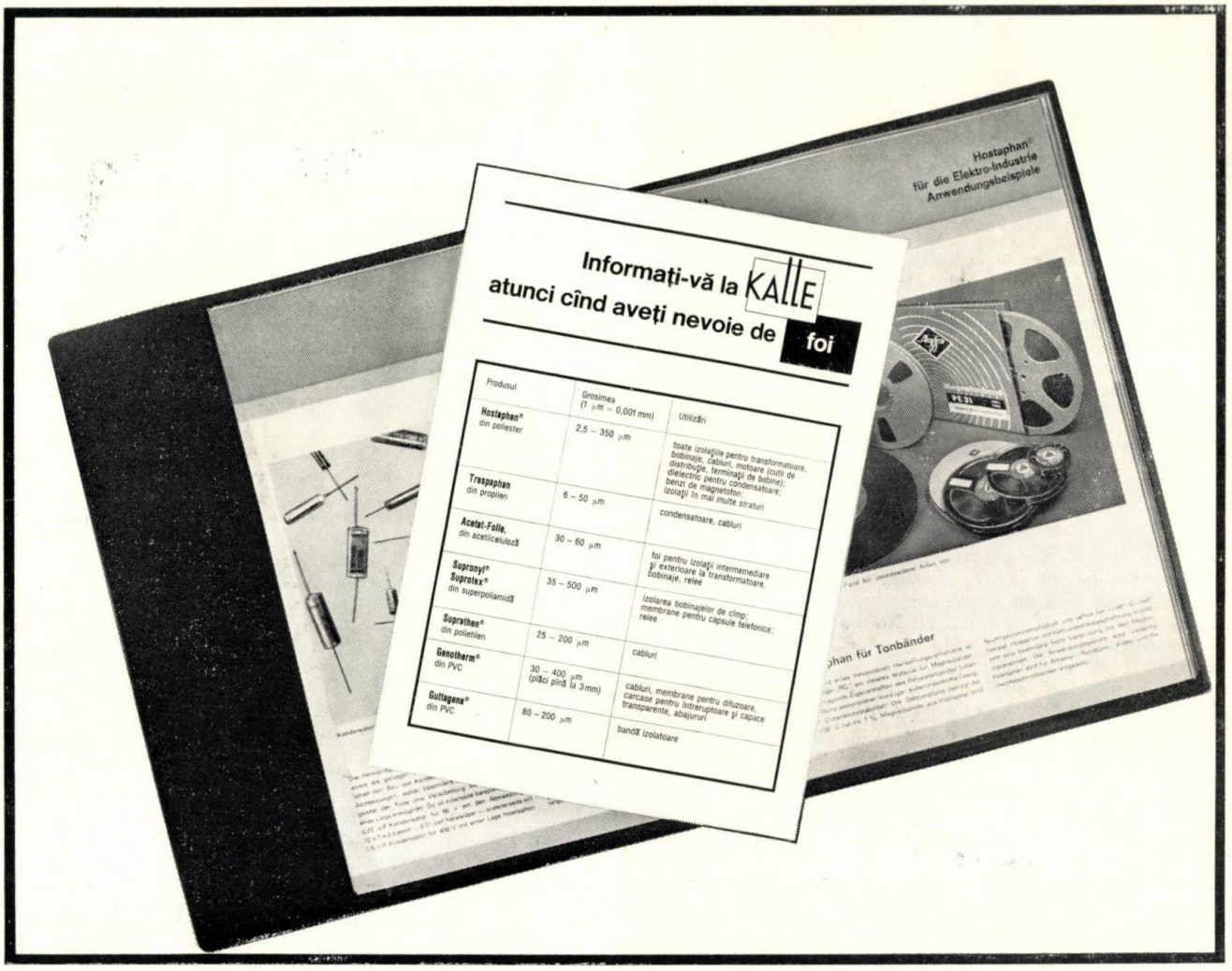
The similitude criteria of the magnetic amplifiers with internal reaction are established by the physical model methods. The similitude criteria of some non-linear components of the amplifiers such as the saturable coils and rectifiers are previously established. The similitude criteria of some magnetic amplifiers from the Rumanian-made unitary series are calculated.

REVIEWS 150 – 152
ABSTRACTS 152 – 154
CHRONICLE 154 – 156

2. Procedeu şi aparate electrice pentru măsurarea întrefierului la maşinile electrice, în special pentru locurile greu accesibile. În prezent, măsurarea se face improvizat şi cu rezultate incerte. Procedeul trebuie să fie simplu şi rezultatele măsurărilor să fie exacte. Interesează Uzina de maşini electrice — Bucureşti, Uzina „Electroputere" — Craiova, Întreprinderea „Electroprecizia" — Săcele şi Întreprinderea „Electromotor" — Timişoara.
3. Dispozitiv automat (electronic) pentru numărarea tolelor la operaţia de împachetare a polilor, statoarelor şi rotoarelor de la maşinile electrice, precum şi pentru alte piese mecanice. În prezent această operaţie se face prin metode puţin productive. Se urmăreşte ca dispozitivul de numărare să fie de productivitate mare şi exact. Interesează Uzina de maşini electrice — Bucureşti, Uzina „Electroputere" — Craiova, Întreprinderea „Electromotor" — Timişoara, Uzina nr. 2 — Braşov, Uzina de vagoane — Arad, Fabrica de scule — Rişnov.
4. Metodă şi aparat pentru măsurarea scînteierilor la periile agregatelor de la LDE şi alte motoare de c.c. În prezent această operaţie se face prin apreciere. Se urmăreşte eliminarea subiectivităţii, mărirea preciziei şi îmbunătăţirea protecţiei şi tehnica securităţii muncii. Interesează Uzina de maşini electrice — Bucureşti, Uzina „Electroputere" — Craiova, Întreprinderea „Electroprecizia" — „Săcele şi Întreprinderea „Electromotor" — Timişoara.
5. Mecanizarea îndreptării lamelelor de colector de la maşinile electrice. Metoda folosită pînă în prezent este puţin productivă. Se urmăreşte mărirea productivităţii şi obţinerea unor lamele de calitate superioară. Interesează Uzina de maşini electrice — Bucureşti, Uzina „Electroputere" — Craiova, Întreprinderea „Electroprecizia" — Săcele, Întreprinderea „Eectromotor" — Timişoara.
6. Obţinerea unui chit pentru fixarea soclurilor la lămpi cu regim termic de funcţionare peste 300°C. În prezent se foloseşte chitul silicon, care nu dă rezultate corespunzătoare din punct de vedere calitativ. Se urmăreşte îmbunătăţirea calităţii. Interesează Întreprinderea „Electrofar".
7. Dispozitiv electronic de protecţia muncii adaptabil la presele mecanice şi alte maşini similare în cazul cînd se lucrează cu scule deschise. În prezent se folosesc diferite sisteme cu rezultate slabe. Se urmăreşte asigurarea protecţiei muncii. Interesează Intreprinderea „Electromagnetica", Întreprinderea „Electrobanat" — Timişoara şi Uzina de vagoane — Arad.
8. Dispozitiv de asamblare automată sau semiautomată pentru montarea prin capse, borne şi nituri. În prezent aceste operaţii se execută prin metode neproductive. Se urmăreşte creşterea productivităţii muncii şi îmbunătăţirea calităţii. Interesează Întreprinderea „Electroaparataj", Uzina „Electronica" şi Uzina „Electromagnetica".
9. Metodă nedistructivă şi operativă pentru determinarea gradului de policondensare la piesele din materiale termorigide. În prezent verificarea se face (în mod subiectiv) prin spargere (distrugerea piesei). Se urmăreşte asigurarea unui control în masă operativ. Interesează Întreprinderea „Electroaparataj".
10. Dispozitiv pentru determinarea coeficientului de conductibilitate termică a materialelor izolante solide pe epruvete mici. Aparatele şi dispozitivele existente necesită epruvete de dimensiuni mari, în general greu de obţinut în laborator. Interesează I.C.P.E.
11. Metodă industrială pentru determinarea grosimii straturilor de acoperire (vopsire, acoperiri galvanice etc.). Metodele folosite în prezent nu sînt corespunzătoare. Interesează I.C.P.E.
12. Generator-frînă pentru încercat micromotoare cu gamă largă de viteze. Metodele folosite în prezent nu sînt corespunzătoare. Se urmăreşte ca generatorul respectiv să poată fi folosit la bancurile de probă ale micromotoarelor. Interesează I.C.P.E.
13. Frecvenţmetru pentru măsurarea variaţiilor mici ale reţelei (-1 ± 1 Hz). Măsurările efectuate în laborator sînt deseori influenţate de variaţia frecvenţei de la reţea. Se cere realizarea acestui aparat în scopul obţinerii unor măsurări de laborator precise. Interesează I.C.P.E.
14. Sistem de frînare a motoarelor electrice pînă la 5 kW pentru maşinile-unelte cu comandă electrică. Sistemele folosite prezintă dificultăţi de funcţionare. Se cere ca sistemul să fie uşor adaptabil la motoarele existente şi poate să fie electric, electromagnetic, cu sau fără blocare. Interesează I.C.T.C.M. — Bucureşti.

Foi de bună calitate ✻
de la o fabrică cu renume:

Imbunătăţiri şi progrese cu materiale izolante Kalle sub formă de foi



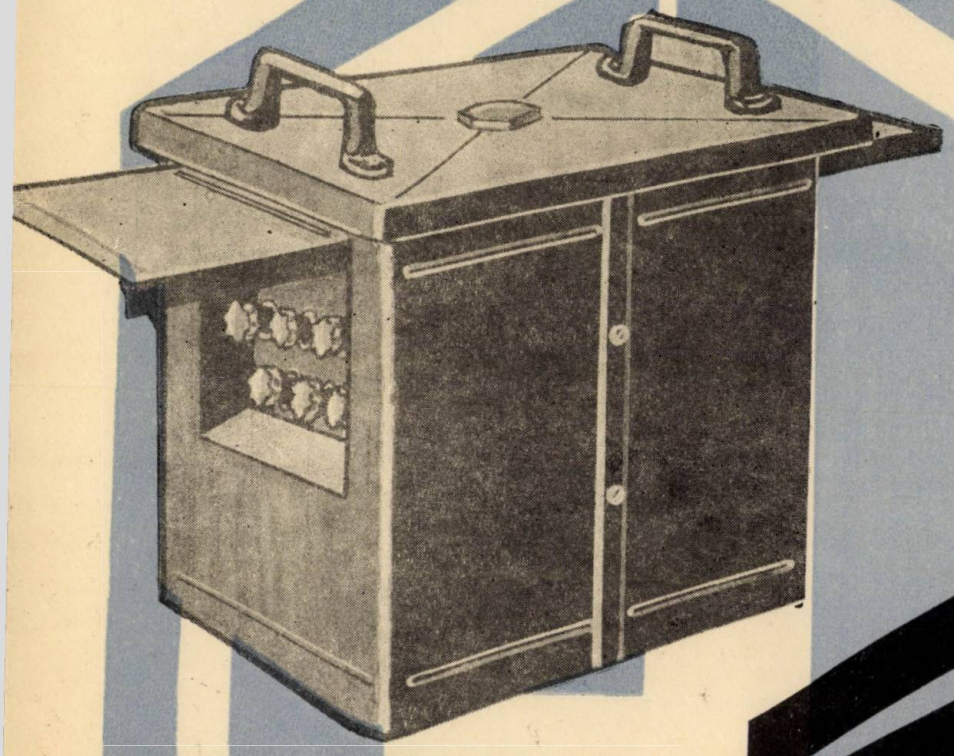
Incă din 1935 industria electrotehnică foloseşte foile izolante Kalle. Indeosebi, în ultimii ani, s-a precizat - datorită progresului tehnic determinat de avîntul excepţional al industriei - o puternică dezvoltare în acest domeniu. Materialul izolator sub formă de foi sau plăci s-a dovedit a fi nu numai un material ideal pentru realizarea elementelor mici şi foarte mici, dar şi un material de protecţie cu mare stabilitate termică şi cu parametri electrici corespunzători. Kalle livrează astăzi industriei electrotehnice o serie de materiale sub formă de foi, al căror domeniu de utilizare creşte în mod continuu. Aceste foi sînt produse dintr-o materie primă excepţională. O continuă supraveghere în laboratoarele noastre de încercări asigură menţinerea unei calităţi corespunzătoare. In cadrul serviciilor noastre de informare tehnică lucrează specialişti încercaţi, care lămuresc cu plăcere problemele ridicate de cei interesaţi.

Kalle Aktiengesellschaft · 6202 Wiesbaden-Biebrich, Rheingaustraße 190 / 196
Se livrează în Republica Socialistă Romania prin MASINIMPORT, B-dul Dacia, nr. 13 (Str. M. Eminescu), Bucureşti

Informaţi-vă la KALLE ✻ atunci cînd aveţi nevoie de foi

MUSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Electrotehnica



Transformator de sudură portabil tip TASP — 2

Ideal pentru lucrări de montaj, întreținere etc.

Alimentare: 220 V, 50 Hz, max 50 A cu o priză pentru — 10%

Curent de sudură: 30 — 150 A, în 5 trepte fixe, adaptate electrozilor cu diametrul de la 1,5 mm la 4 mm
Caracteristica statică puternic căzătoare
$\left(\frac{I_n}{I_k} = 1{,}2 \div 1{,}3\right)$

Tensiunea secundară de mers în gol: 59 — 67 V, tensiunile mari corespunzînd treptelor mici

Pierderi în gol: 40 — 50 W

Durata activă: DA = 15%

Dimensiuni de gabarit: 380 × 350 × 470

Greutatea: 37 kg

Obloanele rabatabile

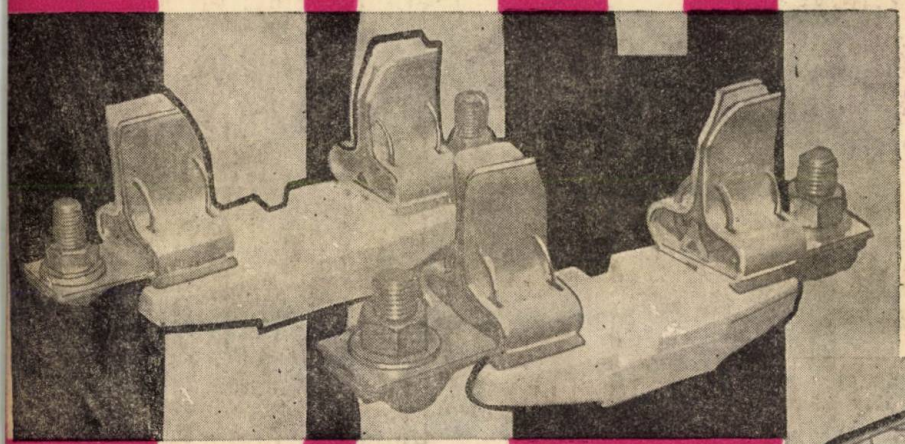
M.I.C.M.

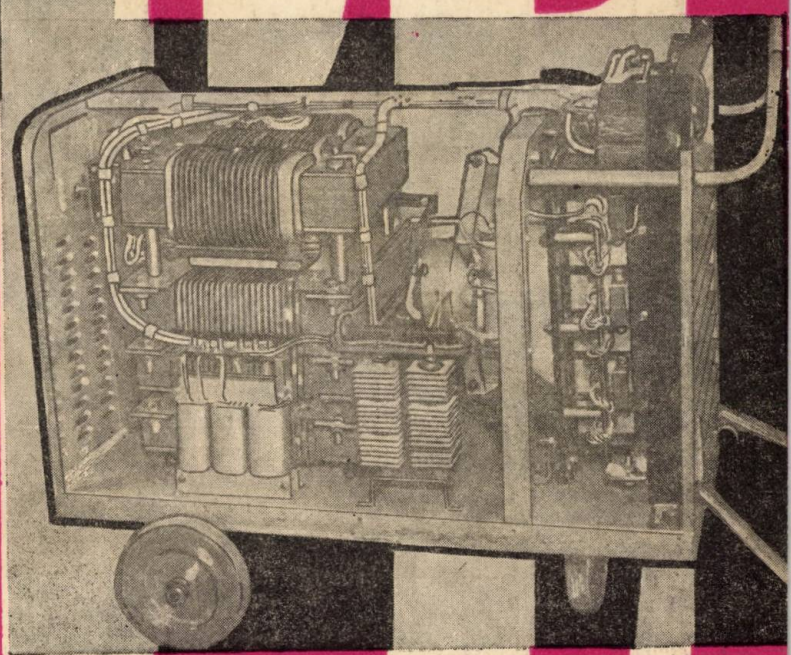
INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

ICPE

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт	Electrical Engineering and Research Institute
Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie	Institut de Recherches et Projets pour l'Industrie Électrotechnique





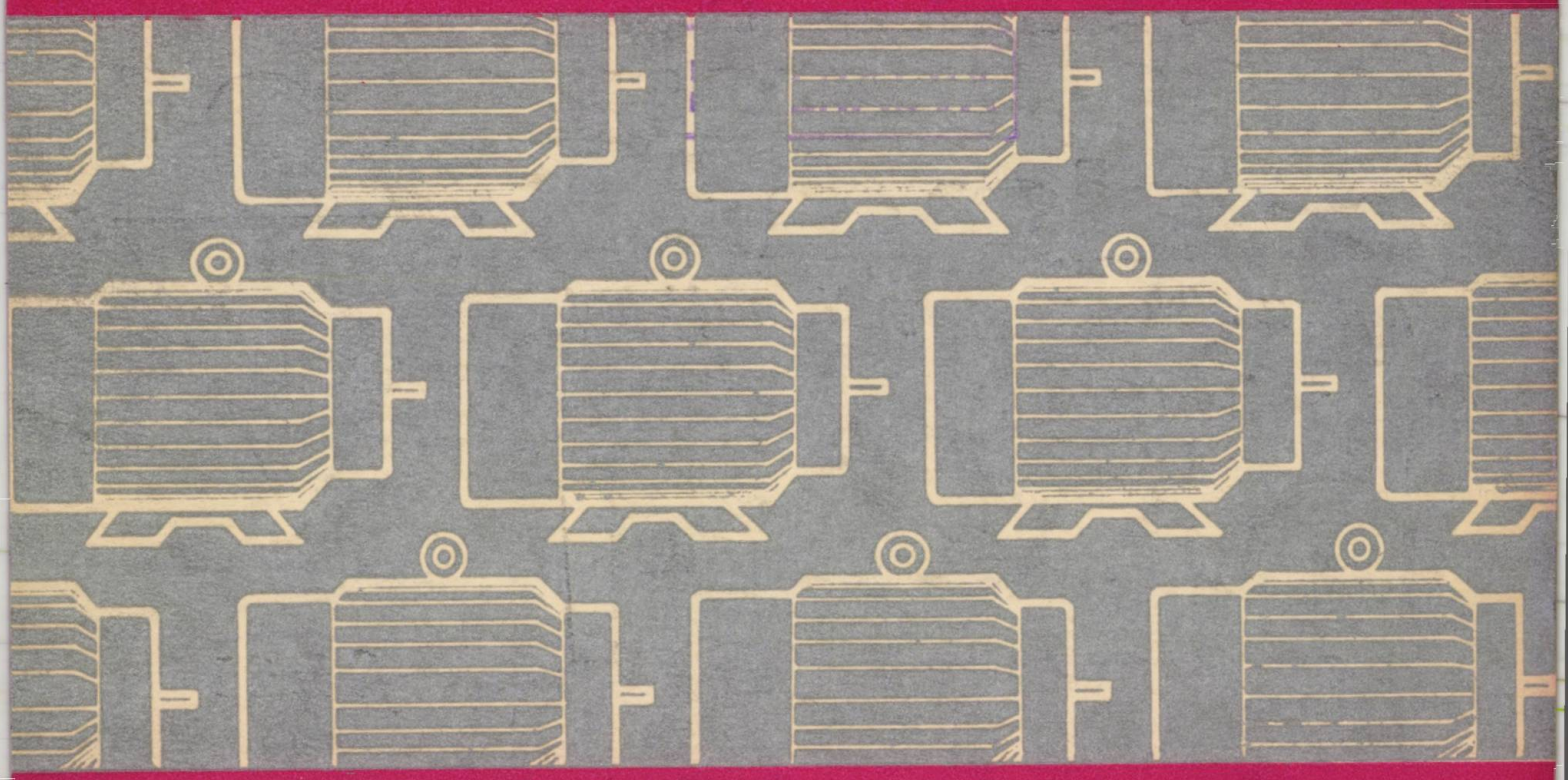
PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZARII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

E 2040

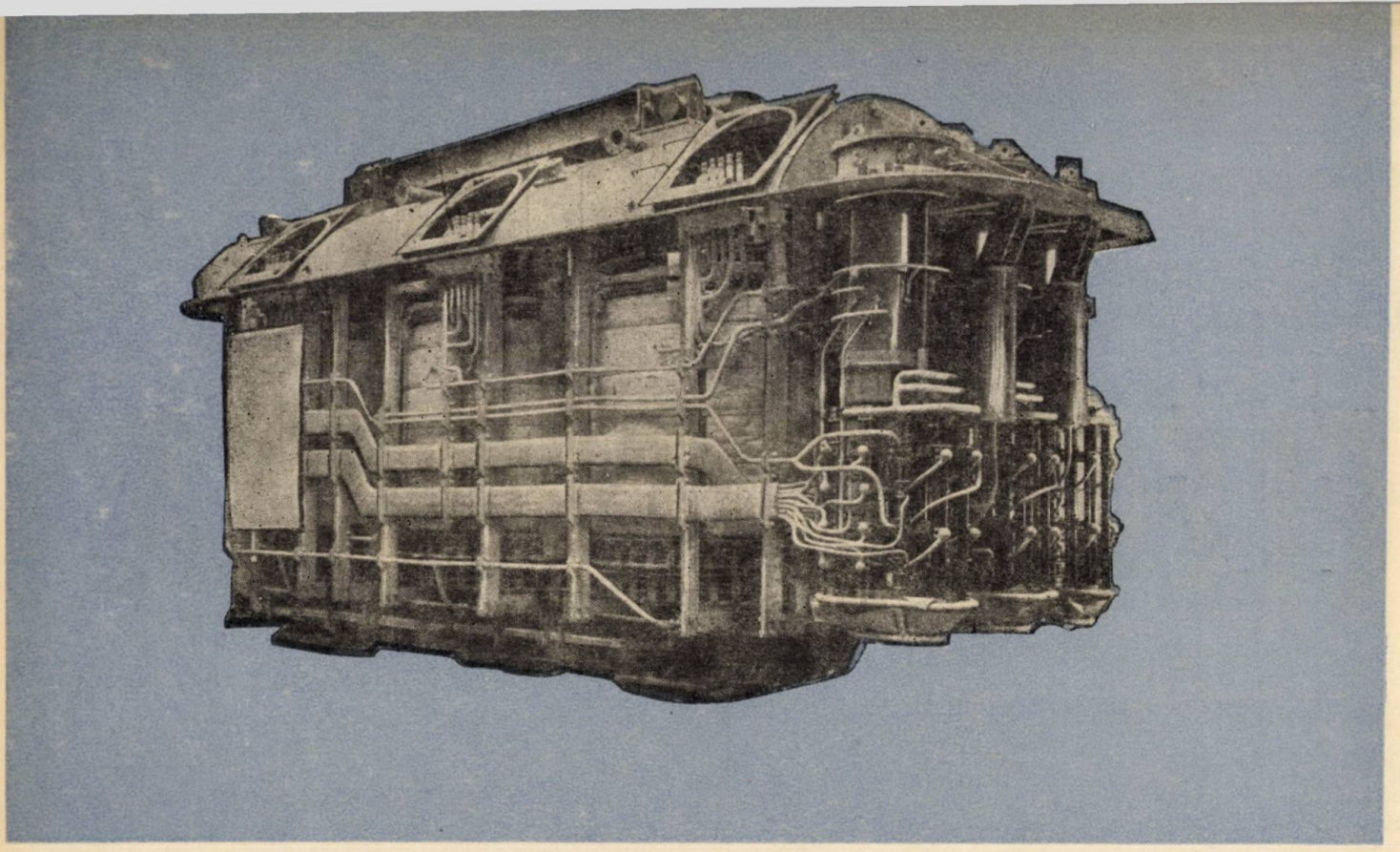
R

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 15 • Nr. 5 • MAI 1967

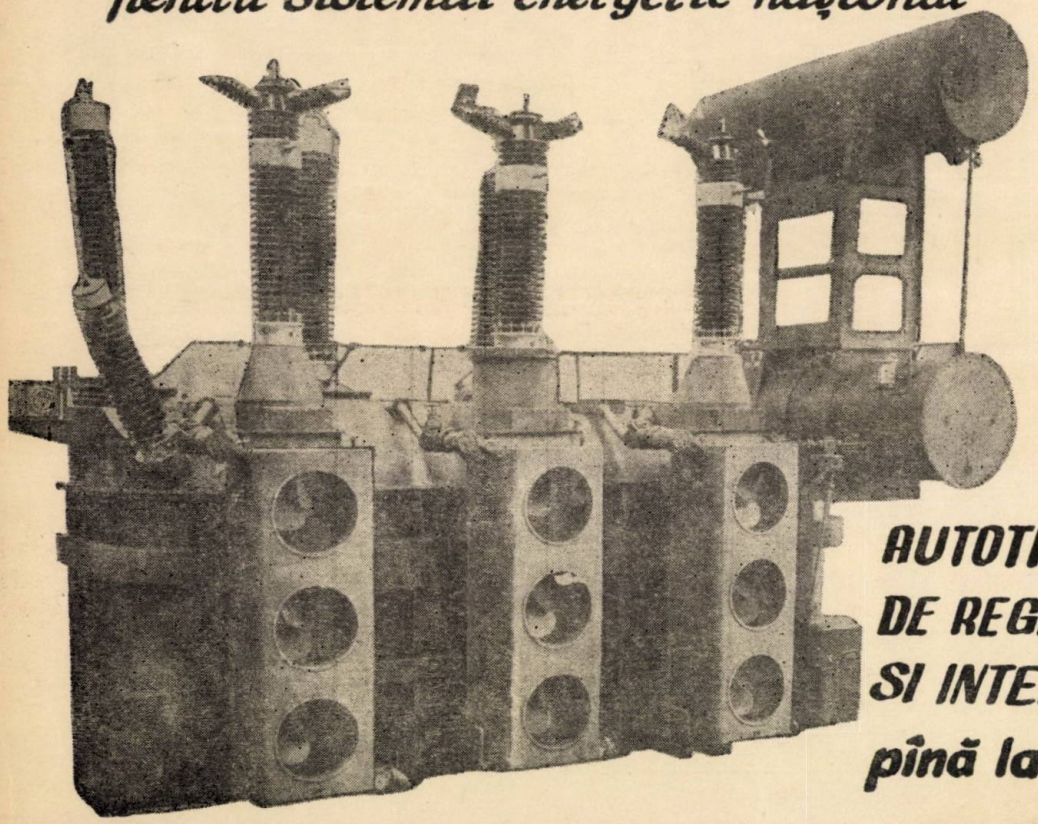
5



uzinele electroputere craiova

pentru sistemul energetic național

fabrică



AUTOTRANSFORMATOARE DE REGLAJ SI INTERCONECTARE pînă la 220 kV

ELECTROTEHNICA

Anul 15 Nr. 5, p. 157—192 mai 1967

CUPRINS

CZ 621.314.635.022.001/2 : 546.28

Roman, P., Stoenescu, M., Lupaș, O., Dan, I. și *Șerbănescu, B.* : **Contribuții la cercetarea și elaborarea ventilelor redresoare de putere cu Si și aplicațiile lor industriale.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 157—166

Se prezintă lucrările efectuate la Institutul de cercetări și proiectări electrotehnice în perioada 1960—1965 în domeniul ventilelor de putere cu siliciu. Aceste cercetări au permis obținerea siliciului de mare puritate, a unei serii de celule redresoare de 8—200 A și tensiuni inverse de încercare pînă la 1 200 V, precum și realizarea prototipurilor unor agregate de redresare pentru sudură, pentru tracțiune urbană și pentru încărcat acumulatoare. Se prezintă, de asemenea, lucrările efectuate pentru asigurarea protecției acestor instalații la suprasarcini și supratensiuni.

CZ 621.314.636.022.001.2 : 546.28

Lupaș, O. și *Stoenescu, M.* : **Parametrii unei serii de celule redresoare cu siliciu.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 167—173

Se prezintă parametrii electrici ai celulelor redresoare cu siliciu din seria realizată la Institutul de cercetări și proiectări electrotehnice în perioada 1962—1963. Curentul nominal al celulelor este de 8—200 A, iar tensiunea inversă de vîrf de încercare, de 100—1 200 V.

CZ 621.317.332.066.3

Chirea, M. și *Roman, P.* : **O metodă fără contact pentru determinarea rezistivității electrice la plăci subțiri conductoare.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 174—175

Se descrie o metodă care a fost realizată pentru determinarea rezistivității electrice la discuri de wolfram sinterizat de diametre și grosimi mici. Metoda se bazează pe apariția de curenți turbionari într-o placă subțire conductoare care se introduce într-un cîmp electromagnetic variabil. Metoda fără contact electric cu eșantionul și dispozitivul realizat se folosește pentru determinări de rezistivități cuprinse între 10^{-6} și 2.10^{-5} Ωcm.

CZ 621.317.784.024 : 538.639

Heler, A. : **Wattmetre magnetorezistive pentru curent continuu, fără erori de metodă.**

Electrotehnica, **15**, nr. 5, mai 1967, p. 176—183

Se descriu efectul magnetorezistiv din materialele semiconductoare și posibilitatea folosirii acestui efect la realizarea unui multiplicator magnetorezistiv. Se arată posibilitatea măsurării puterilor electrice, folosind multiplicatorul magnetorezistiv. Sînt prezentate scheme originale de wattmetre magnetorezistive, lipsite de erori de metodă și se dau rezultatele experimentale obținute cu astfel de wattmetre realizate de autor, folosind materiale semiconductoare de proveniență indigenă.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.315.617.2.004.44

Nicola, Gr., Pîrligras, Ec. și *Simionescu, T.* : **Prafuri de presare electrotehnice rezistente în climate deosebite.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 184—187

Se prezintă proprietățile prafurilor de presare melaminoformaldehidice realizate cu două tipuri de rășini melaminoformaldehidice — modificate și nemodificate — în condiții normale și în climat tropical TH.

NOTE 187—188
RECENZII 188—190
REFERATE 190—191
SCURTE ȘTIRI 192

Cînd precizia este hotărîtoare...

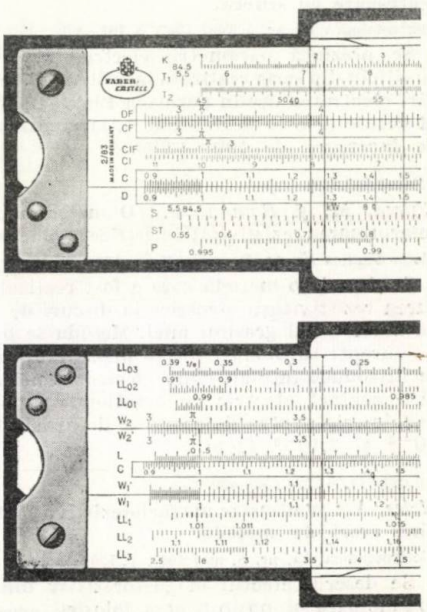
riglele de calcul CASTELL sînt, prin precizia lor, un ajutor de nădejde. Utilajele tehnologice moderne şi o execuţie deosebit de îngrijită asigură rezultate exacte la orice fel de calcule, prin:

- gradarea scalei clară şi uşor de folosit;
- gradarea crestată de o exactitate deosebită;
- construite din materiale cu stabilitate dimensională absolută;
- material de mare elasticitate şi rezistenţă la rupere;
- suprafaţă nealterabilă

Castell

novo-duplex 2/83

riglă de calcul dublă pentru calcule inginereşti, gradată la 25 cm, asigură o precizie de citire corespunzătoare unei rigle de calcul de 50 cm lungime. Acest dispozitiv de precizie modern reprezintă o dez-



voltare modernă şi o perfecţionare esenţială a sistemului Rietz şi Darmstadt: lungime divizată 25 cm; scale speciale (W1, W1'; W2, W2') asigură precizia de calcul pe 4 părţi; scale π dislocate CF, DF şi scale π reciproce CIF; scală tangenţială pînă la 84,5° secţionată în două părţi; scală ST cu reper de corecţie de tip nou pentru calcule trigonometrice; şapte scale exponenţiale; eclise stabile pe ambele părţi asigură reglarea acului; eclise din cauciuc ataşabile împiedică deplasarea riglei pe masa de lucru. La toate acestea se adaugă calitatea FABER-CASTELL cunoscută în întreaga lume: rigle de calcul speciale pentru toate domeniile de aplicaţii tehnice şi comerciale, cît şi pentru şcoli.

¡Vă rugăm să ne scrieţi.

La cerere vă livrăm cu plăcere literatură de specialitate adecvată.

A. W. FABER-CASTELL

504 Stein bei Nürnberg Westdeutschland/Abt. WA

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.314.636.022,001/2 : 546.28

Роман, П., Стоенеску, М., Лупаш, О., Дан, И. и *Шербэнеску, В.:* **Работы по исследованию и разработке кремневых вентилей для выпрямления тока и их применение в промышленности.**

Electrotehnica **15**, № 5, май стр. 1967, 157–166

Описаны работы, проведенные Институтом электротехнических исследований и проектирований за период 1960—1965 гг. в области кремневых вентилей выпрямительных устройств. Эти исследования позволили получить кремень высокой чистоты, ряд выпрямительных элементов в 8—200 а и обратные испытательные напряжения до 1200 вольт, а также осуществление некоторых прототипов выпрямительных агрегатов для сварки, городского транспорта и зарядки аккумуляторов. Описаны также работы, проведенные для обеспечения защиты этих установок при перегрузках и перенапряжении.

ДК 621.314.636.022.001.2 : 546.28

Лупаш, О. и *Стоенеску, М.:* **Параметры одной серии кремневых выпрямительных элементов.**

Electrotehnica **15**, № 5, май 1967, стр. 167–173

Приведены электрические параметры кремневых выпрямительных элементов из серии, осуществленной Институтом Электротехнических исследований и проектирований за период 1962—1963 гг. Номинальный ток элементов составляет 8—200 а, а обратное пиковое испытательное напряжение 100—1200 вольт.

ДК 621.317.332.066.3

Киря, М. и *Роман, П.:* **Безконтактный метод определения электрического сопротивления на тонких направляющих пластинках.**

Electroehnica, **15**, № 5, май 1967, стр. 174–175

Описывается метод определения электрического сопротивления на дисках из спечённого вольфрама, с малыми диаметрами и толщинами. Метод основывается на появлении вихревых токов в тонкой направляющей пластине, которая вводится в электромагнитное переменное поле. Разработанный безконтактный метод и приспособление применяются для определения сопротивления в пределах 10^{-6} и 2.10^{-5} Ω см.

ДК 621.317.784.024 : 538.639

Гелер, А.: **Магниторезистивные ваттметры для постоянного тока, без погрешностей метода.**

Electrotehnica **15**, № 5, май 1967, стр. 176–183

Описывается магниторезистивный эффект из полупроводящих материалов и возможности применения этого эффекта при осуществлении магниторезистивного мультипликатора. Показывается возможность измерения электрических мощностей, применяя магниторезистивный мультипликатор. Приведены оригинальные схемы магниторезистивных ваттметров, без ошибок метода и экспериментальные результаты, полученные на ваттметрах, осуществленных автором, при использовании полупроводящих материалов отечественное проосхождения.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.315.617.004.44

Никола, Гр., Пырлиграс, Ек. и *Симионеску, Г.* **Электротехнические прессовочные порошки, устойчивые в разных климатических условиях.**

Electrotehnica **15**, № 5, май 1967, стр. 184–187

Приводятся свойства меламиноформальдегидных прессовочных порошков, полученных на основе двух типов меламиноформальдегидных смол — модифицированные и немодифицированные — в нормальных условиях и в тропическом климате Т Н.

ЗАМЕТКИ 187–188
РЕЦЕНЗИИ 188–190
ДОКЛАДЫ 190–191
КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 192

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.314.636.022.001/2 : 546.28

Roman, P., Stoenescu, M., Lupaş, O., Dan, I. und *Şerbănescu, B.* : **Beiträge zur Untersuchung und zum Entwurf der Leistungs-Gleichrichterventile mit Si und deren Anwendungen in der Industrie.**

Electrotehnica **15**, H. 5, Mai 1967, S. 157–166

Es werden die Arbeiten beschrieben, die im Institut für elektrotechnische Forschungen und Entwürfe im Zeitabschnitt 1960—1965 auf dem Gebiet der Si-Starkstromventile durchgeführt wurden. Diese Forschungen ermöglichten die Erzeugung eines sehr reinen Siliziums, einer Reihe von Gleichrichterzellen von 8—200 A und einer Prüfumkehrspannung bis zu 1 200 V, sowie die Verwirklichung der Prototypen von Gleichrichteraggregaten zum Schweissen, Fahrzeugmotoren, sowie zur Ladung von Akkumulatoren. Angegeben werden ferner die ausgeführten Arbeiten zur Sicherung des Schuztes dieser Anlagen bei Überlast oder Überspannungen.

DK 621.314.636.022.001.2 : 546.28

Lupaş, O. und *Stoenescu, M.* : **Die Parameter einer Reihe von Si-Gleichrichterzellen.**

Electrotehnica **15**, H. 5, Mai 1967, S. 167–173

Beschrieben werden die elektrischen Parameter der Si-Gleichrichterzellen aus der Reihe die im Zeitabschnitt 1962—1963 im Institut für elektrotechnische Forschungen und Entwürfe entwickelt wurde. Der Nennstrom der Zellen beträgt 8—200 A und die Umkehrspitzenspannung bei der Prüfung 100—1 200 V.

DK 621.317.332.066.3

Chirea, M. und *Roman, P.* : **Eine kontaktfreie Methode zur Bestimmung des spezifischen elektrischen Widerstandes bei leitenden dünnen Platten.**

Electrotehnica **15**, H. 5, Mai 1967, S. 174–175

Es wird eine Methode gezeigt, die zur Bestimmung des spezifischen elektrischen Widerstandes bei Sinterwolframscheiben kleiner Durchmesser und Stärken. Die Methode beruht auf das Auftreten von Wirbelströmen in einer kleinen leitenden Platte, welche in ein veränderliches elektromagnetisches Feld eingeführt wird. Die Methode ohne elektrischen Kontakt, die nach diesem Muster und mit dieser Vorrichtung ausgeführt wurde, dient zur Messung elektrischer spezifischen Widerständen zwischen 10^{-6} und 2.10^{-5} Ω cm.

DK 621.317.784.024 : 538.639

Heler, A. : **Gleichstromwattmeter mit feldabhängigen Widerständen ohne Methodenfehler.**

Electrotehnica **15**, H. 3, Mai 1967, S. 176–183

Beschrieben wird der Effekt des feldabhängigen Widerstandes im Halbleitern und die Möglichkeit der Ausnutzung dieses Effektes bei der Herstellung eines Multiplikators mit feldabhängigem Widerstand. Man zeigt dann die Möglichkeit durch Verwendung des Multiplikators mit feldabhängigem Widerstand, die elektrischen Leistungen zu messen. Dann werden Originalschemen von Wattmetern mit feldabhängigen Widerständen und ohne Methodenfehler dargestellt und die Versuchsresultate angegeben, die der Autor mit solchen selbsterzeugten Wattmetern erzielte, und wobei er einheimische Halbleiterstoffe verwendete.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

I K 621.315.617.2.004.44

Nicola, Gr., Pîrligras, Ec. und *Simionescu, T.* : **Elektrotechnische Presspulver, die bei verschiedenen Klimas beständig sind.**

Electrotehnica **15**, H. 5, Mai 1967, S. 184–187

Man beschreibt die Eigenschaften der melaminoformaldehydischen Presspulver, welche mittels zwei verschiedenen melaminoformaldehydischen Harzen (veränderte und unveränderte) unter normalen Bedingungen und im tropischen TH-Klima erzeugt wurden.

KURZBERICHT 187–188
BUCHBESPRECHUNGEN 188–190
REFERATE 190–191
KURZNACHRICHTEN 192

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 5 București, mai 1967

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Contribuții la cercetarea și elaborarea ventilelor redresoare de putere cu Si și aplicațiile lor industriale

Pavel Roman, Maria Stoenescu, Ovidiu Lupaș, Ion Dan și Bianca Șerbănescu * — București

CZ 621.314.635.022.001/2: 546.28

Deși se utilizează numai de 10 ani, redresorul cu Si s-a impus definitiv, înlocuind celelalte redresoare în gama de tensiuni 100—2 000 V, practic, în toate aplicațiile industriale, la puteri oricît de mari.

Instalațiile de redresoare cu Si sînt statice și se caracterizează prin dimensiuni și greutate reduse, randament foarte ridicat, cost de investiție și întreținere redus, insensibilitate relativă la condițiile ambiante, siguranță de lucru în condiții grele de vibrații și șocuri, viață lungă de funcționare, posibilitate de a lucra la temperaturi ambiante ridicate și lipsă de inerție la intrarea în stare de lucru. Posibilitățile de grupare în serie și paralel, permit realizarea unor instalații de sute de kA la tensiuni de peste 1 kV [1].

Parametrii celulelor folosite curent în ultimii ani (tensiune inversă de vîrf de lucru 600 V și curent mediu redresat de 200 A) nu reprezintă o limită. Numeroase perfecționări în ceea ce privește stabilitatea caracteristicii curent-tensiune au dus la obținerea unor tensiuni inverse de încercare de 2 500—3 000 V, la celule cu avalanșă controlată cu tensiuni de lucru pînă la 2 000 V, care se autoprotejează la supratensiuni, iar dezvoltarea celulelor cu contacte presate a permis simplificarea tehnologiei și obținerea unor performanțe superioare la regimuri termice variabile.

Problemele puse de sensibilitatea deosebită a celulelor redresoare la suprasarcini și supratensiuni au fost rezolvate prin : dezvoltarea unor sisteme adecvate de protecție-relee termice, scurtcircuitor, disjunctoare rapide de c.c. și c.a., siguranțe ultrarapide, sisteme electronice cu tiristoare și cele prin imagine termică, pentru protecție la suprasarcină și scurtcircuit, și circuite RC, celule cu seleniu cu caracteristică inversă cu cot pronunțat, descărcătoare, celule cu avalanșă controlată pentru limitarea supratensiunilor, astfel încît redresoarele cu Si pot fi considerate elemente sigure, chiar și în instalațiile industriale cu regim de lucru foarte greu.

I. Cercetări în vederea realizării celulelor redresoare cu Si

În perioada 1960—1963, în laboratorul de semiconductoare I.C.P.E. au fost efectuate cercetări în vederea realizării celulelor redresoare cu Si și a obținerii Si monocristalin de calitate corespunzătoare, din material indigen. Aceste cercetări au dus la realizarea prototipurilor celulelor unei serii omologate în 1963.

Barele de Si policristalin au fost obținute prin descompunerea triclorsilanului și depunerea Si pe un filament de tantal la temperatura de 1075-1100°C [2—4]. Prin purificare combinată, complexare cu clor lichid și clorură de aluminiu, absorbție pe alumină activată și silicagel activ și distilare în coloană de cuarț, se elimină din Si și impuritățile — ca borul și fosforul — care nu pot fi îndepărtate prin distilare. S-au realizat astfel bare cu diametrul pînă la 20 mm și cu lungimea de 400 mm (fig. 1), cu aspect lucios, structură omogenă, fără stratificări și incluziuni de gaze. Prin îndepărtarea tantalului și a unui strat suficient de gros de Si, în care

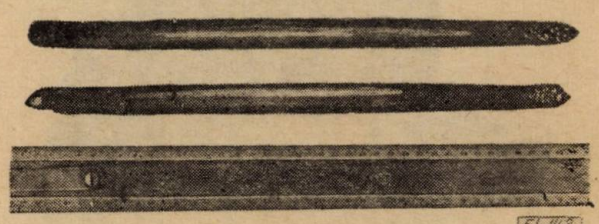


Fig. 1. Bare de Si policristalin.

au difuzat impuritățile, prin spălare în condiții foarte îngrijite [5], purificare și creștere zonară s-au obținut bare monocristaline de tip p cu rezistivitate de peste 1 000 Ωcm și durată de viață a purtătorilor minoritari de pînă la 250 μs.

* Ing. *P. Roman* este șef de laborator ; inginerii *O. Lupaș*, *I. Dan* și *B. Șerbănescu* sînt cercetători principali la I.C.P.E., iar *M. Stoenescu* este cercetătoare principală la I.F.B.

Prin dotare din soluție și creștere zonară s-au obținut bare monocristaline de tip n [4], cu rezistivitate constantă de 30—300 Ωcm, pe porțiuni mari ale barei (fig. 2), fiind necesar un număr de 2—3 treceri ale zonei topite.

Fig. 2. Bară de Si monocristalin.

Triclorsilanul purificat necesar obținerii siliciului policristalin a fost preparat în laborator. Atît celula de descompunere a triclorsilanului și instalația sa de alimentare de 300 A, 27 kVA, cu stabilizare de curent prin amplificator magnetic, cît și instalațiile de tragere și cele de încălzire în înaltă frecvență de 12 kW și 6 kW (fig. 3), necesare pentru efectuarea operațiilor de topire zonară, au fost proiectate și realizate la I.C.P.E.

Celulele redresoare cu Si din seria I.C.P.E. conțin structuri redresoare de tipul $n^+ np^+$ și $n^+ pp^+$ realizate prin metoda alierii [6], [7], [9], [10], [12].

La primul tip, zona centrală este formată din Si n cu rezistivitatea 100 Ω cm $< \rho <$ 300 Ω cm, zona n^+ din Si n dopat cu stibiu provenit dintr-un aliaj de Am + 1% Sb, iar zona p^+

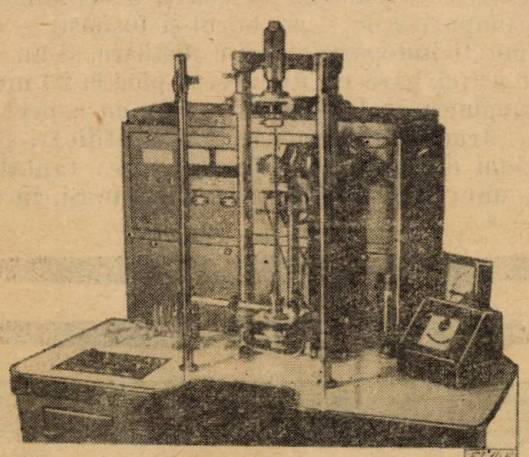


Fig. 3. Instalație I.C.P.E. de topire zonară de 6 kW.

din Si n dopat cu Al prin dizolvare și recristalizare în cursul procesului de aliere. La structurile $n^+ pp^+$, zona centrală este formată din Si de tip p cu rezistivitatea 900 Ω cm $< \rho <$ 1100 Ω cm.

Procesul de aliere constă în suprapunerea în vid, la o temperatură mai mare decît cea a punctului eutectic Al—Si (577°C), a unor discuri de Au+1% Sb, Si și Al, astfel încît atît aliajul Au—Sb, cît și Al să dizolve parțial Si. În timpul răcirii, o parte din Si dizolvat recristalizează, incluzînd, pe de o parte, Sb (zona n^+) și pe de altă parte, Al (zona p^+). În timpul răcirii eutecticului Al—Si se solidifică Au și restul de Si.

Drept contacte electrice pe structură se folosesc discuri de Mo și W argintat, care au rolul de a proteja structurile, din punct de vedere mecanic, la solicitările provocate de variațiile de temperatură din timpul funcționării, fiind dat coeficientul de dilatare termică a bazei de Cu mult diferit de cel al Si. Atașarea discului de Mo—electrodul inferior—pe Al și W — electrodul superior — pe Au — Sb se face la aliere în cursul procesului de obținere a structurii redresoare. Structura redresoare se corodează în amestec de acizi fluorhidric și azotic, dacă Si este de tip n, și fluorhidric, azotic, acetic cu adaos de iod, dacă Si este de tip p.

Pentru asigurarea stabilității electrice a suprafeței de Si, aceasta se acoperă cu un lac la

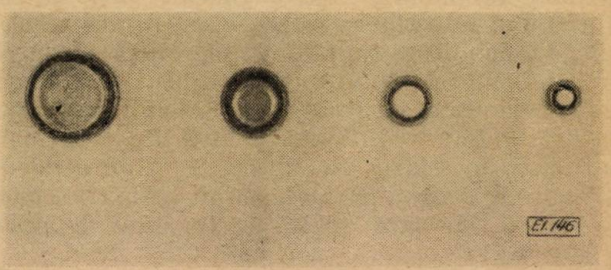


Fig. 4. Structurile redresoare ale celulelor Si 8, Si 25, Si 50 și Si 100.

structurile cu Si n și cu bioxid de Si la structurile de tip p Capsulele în care se închid structurile sînt din Cu și au treceri izolatoare din sticlă sinterizată, încapsularea structurilor făcîndu-se în azot uscat. În figura 4 se arată structuri redresoare, iar în figura 5 se dă schema tehnologică de principiu, pentru fabricarea celulelor redresoare cu Si I.C.P.E.

Seria de celule redresoare I.C.P.E. [10] cuprinde tipurile Si 8, Si 25, Si 50 și Si 100, primele două tipuri fiind prevăzute pentru funcționare cu răcire atît prin convecție naturală, cît și prin convecție forțată cu aer (6 m/s), (fig. 6). Funcție de tensiunea de încercare inversă de vîrf, între 100 și 1 200 V, fiecare tip de celulă cuprinde 12 clase de tensiune. Funcție de valoarea medie a căderii directe de tensiune la curent nominal, celulele de același tip se împart în șase grupe, astfel încît interiorul unei aceleiași grupe, căderea directă de tensiune nu diferă cu mai mult de 0,05 V, iar celulele din cadrul aceleiași grupe pot fi legate în paralel. Temperatura maximă de funcționare a joncțiunii este de 140°C, celulele lucrînd montate pe radiatoare din SiAl

turnate sub presiune pentru tipurile Si 25 şi Si 50 din Cu pentru tipurile Si 8 şi Si 100. Pentru intervale foarte scurte de timp, temperatura joncţiunii poate atinge nedistructiv 200°C.

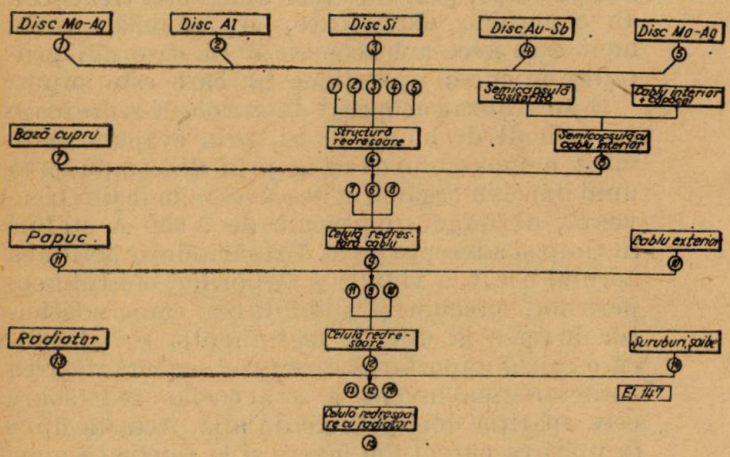


Fig. 5. Schema tehnologică de principiu pentru fabricarea celulelor redresoare cu Si.

Curentul mediu redresat nominal I_n, al celulelor montate pe radiator tip I.C.P.E., în regim monofazat monoalternanţă, cu răcire prin convecţie naturală, la temperatura ambiantă pînă la 35°C, este de 8,25, 50, respectiv 100 A. În alte condiţii, curentul mediu redresat la care rezistă celulele este funcţie de felul montajului (redresare monofazată, trifazată sau hexafazată), de temperatura ambiantă, şi de felul de răcire folosit (tipul de radiator şi viteza aerului de răcire) [31].

Pentru eliminarea cît mai din timp, în cursul procesului tehnologic, a structurilor redresoare care prezintă defecte pentru sortare şi determinarea parametrilor limită a celulelor obţinute,

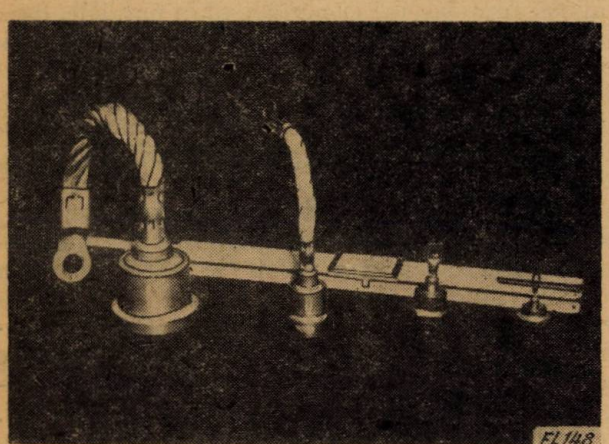


Fig. 6. Celulele redresoare ale seriei I.C.P.E.

se efectuează numeroase măsurători de control şi încercări electrice, mecanice, termice şi climatice.

Măsurătorile electrice constau în ridicarea caracteristicii curent-tensiune în regim dinamic, cu şi fără curent de sarcină [8], [11].

Ridicarea caracteristicii inverse, fără curent de sarcină, permite analiza oscilografică şi eliminarea structurilor defecte, a căror caracteristică prezintă histerezis, discontinuităţi sau discontinuităţi de pantă, cum şi sortarea celulelor după valoarea tensiunii inverse blocate. Ridicarea caracteristicii directe permite sortarea celulelor după valoarea medie a căderii directe de tensiune, iar ridicarea caracteristicii directe în impuls, la curenţii de $5-10\ I_n$, permite punerea în evidenţă a lipiturilor defectuoase. Măsurarea temperaturii joncţiunii, folosind dependenţa de temperatură a căderii directe de tensiune, permite determinarea rezistenţei termice a celulei [11].

Deşi caracteristica directă şi cea inversă, ridicate separat, furnizează informaţii utile, comportarea reală în funcţionare a celulei nu poate fi cunoscută decît în urma unei încercări în sarcină, în care dioda este supusă alternativ, cu frecvenţa de 50 Hz, trecerii unui curent direct egal cu cel nominal şi aplicării unei tensiuni inverse egale cu cea de funcţionare. Încercarea în sarcină se poate executa, cu consum relativ redus de energie electrică, cu ajutorul a două surse de energie : una de tensiune mare şi curent mic, cealaltă de curent mare şi tensiune redusă, aplicate alternativ celulei încercate cu ajutorul unui comutator sincron (ignitron, tiristor, comutator mecanic (fig. 7)), cu frecvenţa reţelei. Prin perfecţionarea metodei celor două surse de energie [13,] [14], la I.C.P.E. s-au realizat patru instalaţii pentru măsurarea şi încercarea celulelor din seria unitară, la un consum de numai 3—5% din energia necesară într-o încercare cu o singură sursă de energie cu intensitate de curent şi tensiune egală cu cele de încercare a celulei

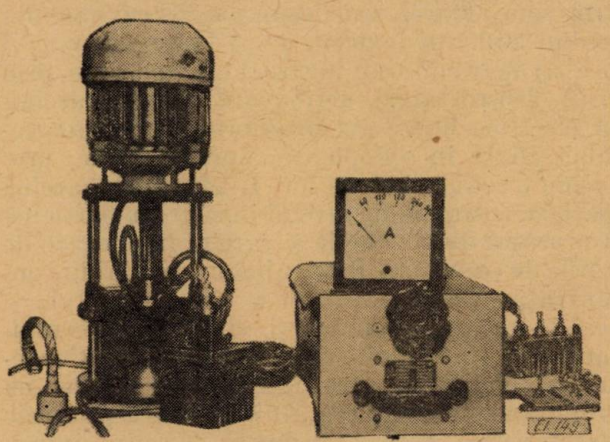


Fig. 7. Comutator mecanic cu jet de mercur realizat pentru măsurarea în sarcină a celulelor Si 100.

supusă probelor (fig. 8). Aceste instalaţii permit efectuarea măsurării celulelor în sarcină, a încercărilor distructive în regim de suprasarcină, a încercărilor de durată şi la cicluri termice repetate — încercare de conectare — de

conectare. Ultima încercare este echivalentă cu o încercare la oboseală. Încercările electrice sînt completate cu încercări la vibrații și șocuri mecanice, încercări la șocuri termice și încercări climatice.

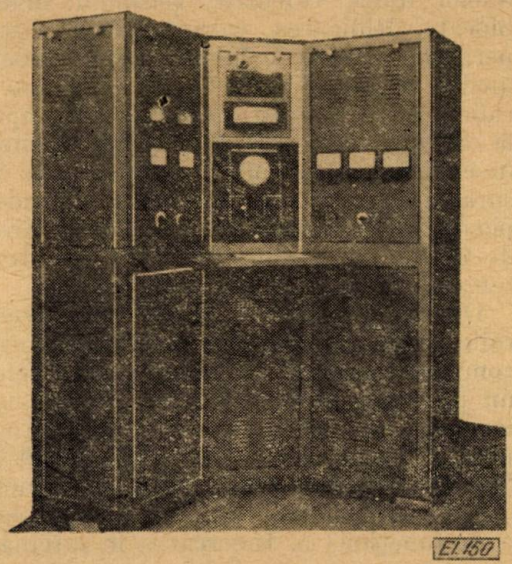


Fig. 8. Instalație de măsurare și încercare în sarcină a celulelor Si 50.

În 1965, în laboratorul de materiale rezistive, s-a întreprins cercetarea pasivării Si structurilor redresoare față de influența ambiantă. Problema curenților de suprafață care au o contribuție predominantă la curentul invers, este generală la toate dispozitivele semiconductoare și constituie o problemă încă nerezolvată.

Suprafața unui semiconductor reprezintă, datorită faptului că ultimul strat de atomi are valențe nesatisfăcute prin întreruperea rețelei cristaline, un strat instabil din punct de vedere fizic. Prin completarea valențelor libere cu ioni din mediul ambiant (oxigen, azot, hidrogen, vapori de apă) apare un strat încărcat electric, care, prin forțe electrostatice, acționează asupra sarcinilor electrice libere din interiorul semiconductorului, aflate în apropierea suprafeței sale, provocînd o redistribuire a lor. Regiunea de sarcină spațială, formată din sarcini libere care participă la procesul de conducție și sarcini fixe legate de stările de suprafață, determină modificări în concentrația purtătorilor și a potențialului, și deci în conductibilitatea și viteza de recombinare, care sînt diferite de cele de volum. Curentul de conducție, care ia naștere paralel cu suprafața semiconductorului, modifică puternic caracteristica curent-tensiune, curentul invers de suprafață putînd fi cu un ordin de mărime mai mare decît cel de volum.

Este posibil ca stările de suprafață să dispară o dată cu îndepărtarea mediului ambiant și deci ca modificările suferite de caracteristica curent-tensiune să fie reversibile sau ca aceste modificări să persiste, fiind ireversibile.

Etapele tehnologice prin care trece Si — corodare, spălare, stocare, aliere, uscare, tratament termic, lăcuire, polimerizare — sînt hotărîtoare în ceea ce privește starea suprafeței. Unele din aceste etape, prin care este obligat să treacă Si, au o acțiune dăunătoare, ireversibilă, astfel încît este necesară acoperirea Si, care să-l protejeze în cursul operațiilor la care este supus.

S-au realizat acoperiri de structuri redresoare cu pelicule de bioxid de Si, prin evaporarea în vid a monoxidului de Si, și prin descompunerea unui oxisilan organic în descărcare în înaltă frecvență, obținîndu-se pelicule de 5 000 Å stabile în timp și aderențe pe Si. Urmărindu-se acțiunea aerului uscat, a vidului și vaporilor, efectul acoperirilor, precum și stabilitatea caracteristicilor inverse la diferite tratamente, s-a stabilit că o cauză importantă care produce înrăutățirea caracteristicii inverse a structurilor redresoare este apariția unei pelicule de apă. Aceasta duce la mărirea curentului invers și la fluctuații mari ale intensității sale. Îndepărtarea peliculei de apă, prin corodarea hidrofobă în acid fluorhidric, urmată de spălare în apă deionizată și uscare sau încălzire la 60°, cîteva ore în aer uscat, duce la scăderea puternică a curentului invers. Depunerea unui strat de SiO nu modifică, la structurile studiate, caracteristica inversă [15], permițînd însă protejarea structurii.

În laboratorul de materiale rezistive se studiază, începînd din 1965, problema folosirii W ca material de contact pe structură. Contactul de W se poate lipi direct pe suprafața recristalizată de Au-Si, fără reacții secundare, permițînd realizarea contactelor într-o singură operație, în cursul procesului de aliere. Inconvenientul mare al W îl constituie dificultatea prelucrării, prin decupare la cald, a discurilor la dimensiunile dorite și obținerea unor piese neoxidate, fără bavuri și perfect plan paralele, date fiind duritatea mare și punctul de topire ridicat al W. Discurile de W, confecționate din material masiv ce provin din folie, prezintă anizotropie a proprietăților fizice, ceea ce duce la tensionări mecanice în timpul încălzirii structurii redresoare.

În laboratorul de materiale rezistive [16] se urmărește realizarea discurilor de W din materiale sinterizate, care prezintă izotropie. S-au obținut contacte bune ale unor discuri de W sinterizat 90 % W + 10 % Ag, lipite la 450°C pe structuri redresoare și s-a stabilit rolul favorabil pe care îl are un adaos de Ni (0,5 — 2 %), care umezește pulberea de W în timpul tratamentului. Prin placarea discurilor în vid sau hidrogen, cu o foiță de Ag, se îmbunătățește sensibil conductibilitatea electrică și termică a contactelor.

II. Protecția redresoarelor cu Si

Datorită capacității termice foarte reduse a celulelor redresoare semiconductoare, comportarea în serviciu a redresoarelor cu Si depinde

de capacitatea lor de a face față unor regimuri speciale de sarcină. Se impune folosirea unui sistem de protecție cu rolul de a limita durata și mărimea suprasarcinilor și scurtcircuitelor pe

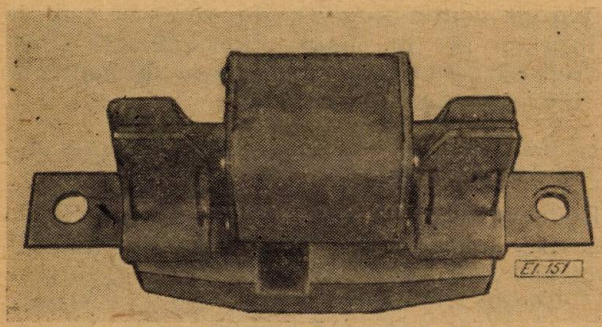


Fig. 9. Siguranță ultrarapidă de 200 A.

partea de c.c. sau a celor datorite străpungerii sau întreruperii unor celule redresoare, caz în care sistemul de protecție trebuie fie să oprească alimentarea întregului circuit, fie să izoleze celula defectă.

În secția curenți tari s-au întreprins cercetări, începînd din anul 1963, atît pentru studierea

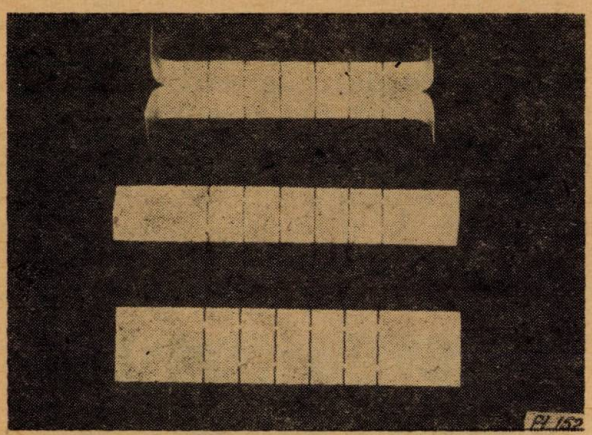


Fig. 10. Fuzibilul siguranței ultrarapide de 200 A înainte de funcționare.

domeniului de aplicație a diferitelor mijloace de protecție [17], [18], cît și pentru realizarea unora din aceste dispozitive, și anume siguranțe ultrarapide și scurtcircuitor [21], [25].

Seria I.C.P.E. de siguranțe ultrarapide pentru curent nominal de 10 ; 16 ; 20 ;25 ; 35 ; 50 ; 63 ; 80 ; 100 ; 125 ; 160 și 200 A la 500 V se remarcă prin supratensiuni tranzitorii la deconectare reduse, efect limitativ pronunțat al curentului de scurtcircuit și deci efect termic redus asupra elementului protejat. Mărimea I^2t — care caracterizează posibilitățile termice ale siguranței la scurtcircuit — are valoarea de 6 000 A^2s [20] la siguranța ultrarapidă de 100 A, față de 60 000 A^2s la siguranțele rapide de același curent nominal [21].

Factorul de supratensiune la siguranțele ultrarapide este mai mic de 1,3, în timp ce atinge 1,6 la cele rapide. Performanțele ridicate ale siguranțelor ultrarapide se obțin printr-o construcție adecvată a fuzibilului constituit dintr-o bandă subțire de Ag prezentînd strangulări periodice. În figura 9 se prezintă o siguranță ultrarapidă de 200 A, iar în figura 10 și 11 se arată fuzibilul siguranței înainte și după funcționare la un curent virtual de scurtcircuit de 16 000 A_{eff} reprezentat în oscilograma din figura 12.

Scurtcircuitorul I.C.P.E. [25], care realizează protecția redresorului prin scurtcircuitarea barelor de alimentare pe partea de c.a., are o capacitate la închidere de 100 kA_{virf} la 500 V și un timp propriu de acționare de 2,7 ms.

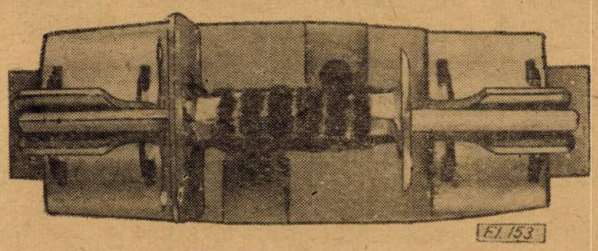


Fig. 11. Fuzibilul siguranței ultrarapide de 200 A după funcționare.

Scurtcircuitorul cuprinde un sistem de contacte fixe, dispuse la 120°, scurtcircuitate de un contact mobil de formă tronconică. Sistemul declanșator are un dispozitiv magnetic care reține armătura mobilă, datorită fluxului dat de un magnet permanent, și declanșează prin demagnetizarea întrefierului provocată de descărcarea unei baterii de condensatoare, printr-o bobină de

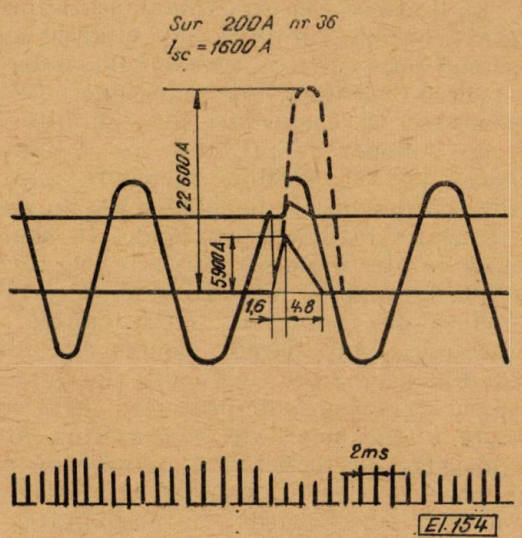


Fig. 12. Oscilograma de funcționare la scurtcircuit a unei siguranțe ultrarapide de 200 A.

comandă. Impulsul de comandă este provocat de aplicarea unui semnal, de la detectorul de scurtcircuit, pe electrodul de comandă al tiristorului dispus în serie cu bobina de comandă.

O problemă dificilă o constituie materialul contactelor care trebuie să aibă o conductibilitate electrică şi termică mare. Se obţin rezultate bune cu contacte din aliaje AgCdO. Limitarea fenomenului de ricoşare în momentul atingerii contactelor, fenomen care duce la arc electric şi la topire locală a contactelor, se poate realiza prin reducerea masei şi a cursei contactelor,şi prin mărirea forţei statice a resorturilor şi a celei electrodinamice. Sensibilitatea deosebită a celulelor redresoare la supratensiuni tranzitorii a impus cercetarea supratensiunilor care apar în instalaţiile de redresare [17], şi a mijloacelor de protecţie adecvată. Protecţia la supratensiuni, atît externe, cît şi la cele generate de revenirea celulelor la starea de blocare, în instalaţiile de redresare realizate la I.C.P.E. a fost asigurată prin circuite RC [22].

III. Redresoare cu celule cu Si

Cercetarea în domeniul redresoarelor, folcsind celule cu Si, a început la I. C. P. E. în 1962, avînd ca scop final crearea unei baze pentru începerea fabricării în ţară a acestor redresoare. Cercetarea s-a axat pe stabilirea unor metode de dimensionare a redresoarelor şi elaborarea unei protecţii adecvate la suprasarcini şi supratensiuni. Concluziile cercetărilor de laborator au fost aplicate şi experimentate pe prototipuri date în exploatare la diverşi beneficiari.

Regimul de sarcină, caracteristic fiecărui domeniu de utilizare, are, datorită capacităţii termice reduse a celulelor cu Si, un rol esenţial în calculul redresorului şi alcătuirea schemelor de protecţie. Redresoarele care funcţionează într-un regim de sarcină variabilă, cu suprasarcini şi scurtcircuite frecvente ca, de exemplu, redresoarele pentru substaţii de tracţiune, trebuie dimensionate cu coeficienţi de siguranţă mai mari, iar schema de protecţie nu trebuie să cuprindă, pe cît posibil, elemente care se înlocuiesc după fiecare acţionare ca, de exemplu, siguranţe fuzibile ultrarapide. În schimb, redresoarele destinate să funcţioneze într-un regim de sarcină cu variaţii mici şi posibilităţi reduse de apariţie a scurtcircuitelor ca, de exemplu, redresoarele pentru electroliză, se pot dimensiona cu coeficienţi de siguranţă mai mici, iar schema de protecţie poate folosi siguranţe ultrarapide. Alţi factori care determină alegerea protecţiei sînt; gradul de siguranţă necesar pentru sistem, obligativitatea continuităţii funcţionării sau posibilitatea întreruperii alimentării în caz de defect al unei celule, mărimea şi viteza de creştere a curentului de scurtcircuit, precum şi preţul şi posibilitatea de obţinere a celulelor şi a echipamentului de protecţie.

În laboratorul de redresoare şi în cel de acţionări electrice s-au executat prototipuri de redresoare pentru substaţii de tracţiune electrică urbană şi minieră [22], [24], de redresoare pentru încărcat baterii de acumulatoare în construcţie antigrizutoasă şi antideflagrantă [23], de redresor pentru acţionări electrice în curent continuu [22], de redresor pentru sudură cu arc în curent continuu [26—28], de redresoare pentru regulatoare de tensiune la hidrogeneratoare [29—30].

1. *Redresor pentru substaţie de tracţiune electrică urbană*

Redresorul a fost construit în 1964 şi funcţionează, începînd din 1965, în substaţiile de tracţiune I. T. B. Pitar Moşi şi apoi Dudeşti. El foloseşte 108 celule Si 100, 400 V, realizate la I. C. P. E. Curentul nominal al redresorului este de 1 750 A la o tensiune continuă de 825 V. Întrucît nu s-a dispus de un transformator corespunzător, redresorul funcţionează la 950 V c. c. S-a adoptat montajul în punte trifazată cu şase lanţuri în paralel a cîte trei celule în serie, pe fiecare braţ al punţii. Celulele sînt montate în sertare decroşabile, fiecare sertar cuprinzînd şase celule (fig. 13). Sertarele se introduc într-un cadru astfel ca să formeze trei tuneluri răcite de cîte un ventilator, fiecare tunel fiind alcătuit din şase sertare suprapuse.

Schema legăturilor este astfel alcătuită încît, dacă se extrage cîte un sertar din fiecare tunel, redresorul rămîne să funcţioneze cu cinci celule în paralel. Redresorul este dimensionat după formula $n + 1$, astfel încît chiar şi cu cinci celule în paralel suportă suprasarcinile prevăzute în recomandările CEI 146/963, clasa de încărcare *E*, respectiv sarcina de 150% timp de două ore şi 200% timp de un minut.

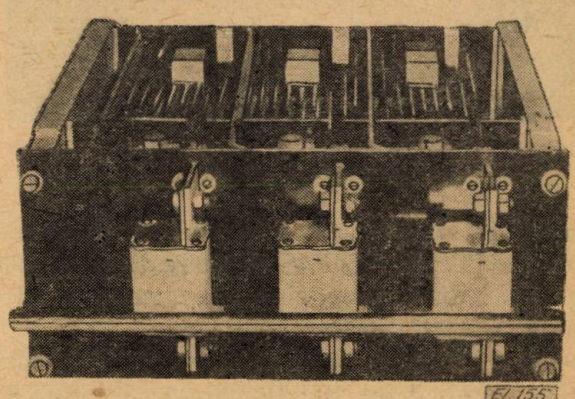


Fig. 13. Sertar decroşabil cu celule redresoare şi siguranţe fuzibile.

Protecţia la supratensiuni este realizată cu circuite RC (fig. 14).

Egalizarea statică a tensiunii pe cele trei celule în serie se face cu un divizor de tensiune rezistiv.

Protecţia la suprasarcini este asigurată prin mai multe elemente. La suprasarcini mici,

protecția proprie a transformatorului — relee de suprasarcină — protejează și redresorul. Protecția la suprasarcini sau scurtcircuite slabe pe linie pînă la $2\,I_n$ este asigurată de către un întrerupător rapid de c. c. montat pe circuitul de ieșire din stație. Protecția la scurtcircuite violente la borne sau la scurtcircuitele interioare, care pot apărea ca urmare a străpungerii celulelor dintr-un lanț, se face de către un scurtcircuitor ultrarapid. Scurtcircuitorul este comandat prin intermediul unui tiristor, de către detectoare magnetice de curent invers — protecție la scurtcircuite interioare — și de-

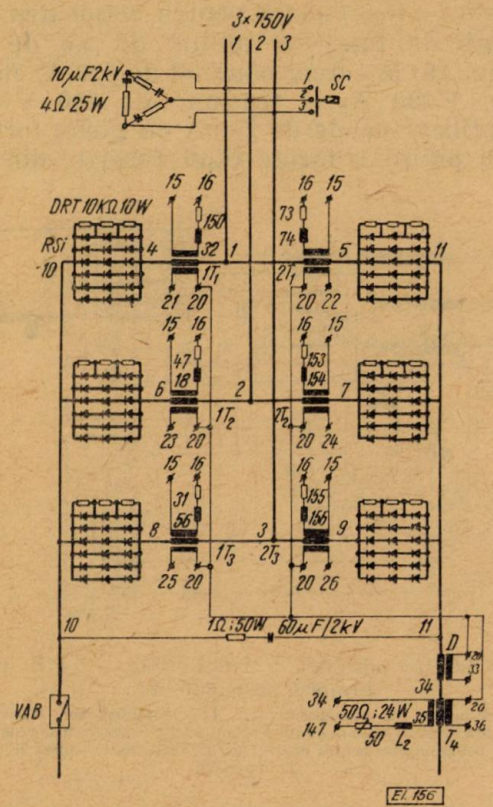


Fig. 14. Schema electrică de principiu a redresorului substației de tracțiune urbană I.T.B. :

SC — scurtcircuitor ultrarapid; *VAB* — întrerupător ultrarapid de c.c.; *DRT* — divizor rezistiv de tensiune; $1T_1 \ldots 2T_3$ — detectoare de curent invers; T_4 — detector de curent de scurtcircuit exterior; *D* — detector la viteza de creștere a curentului de scurtcircuit.

tectoare magnetice de scurtcircuit — pentru scurtcircuit exterior.

Constructiv, redresorul este montat într-o carcasă metalică, din tablă, fără schelet, cu dimensiunile de gabarit 1800 × 800 × 2 200 mm, în aceeași carcasă fiind montată și schema de comandă și protecție. Aerul de răcire este aspirat pe partea inferioară și refulat pe partea superioară a carcasei.

2. *Redresor pentru substație de tracțiune minieră*

Construcția este similară cu cea a redresorului pentru tracțiune urbană, cu deosebirea că răcirea se face cu aer în circuit închis (fig. 15, *a* și 15, *b*). Aerul refulat pe partea superioară de către ventilator este deviat în jos și aspirat din nou pe partea inferioară a tunelului de celule. Răcirea aerului se realizează prin pereții car-

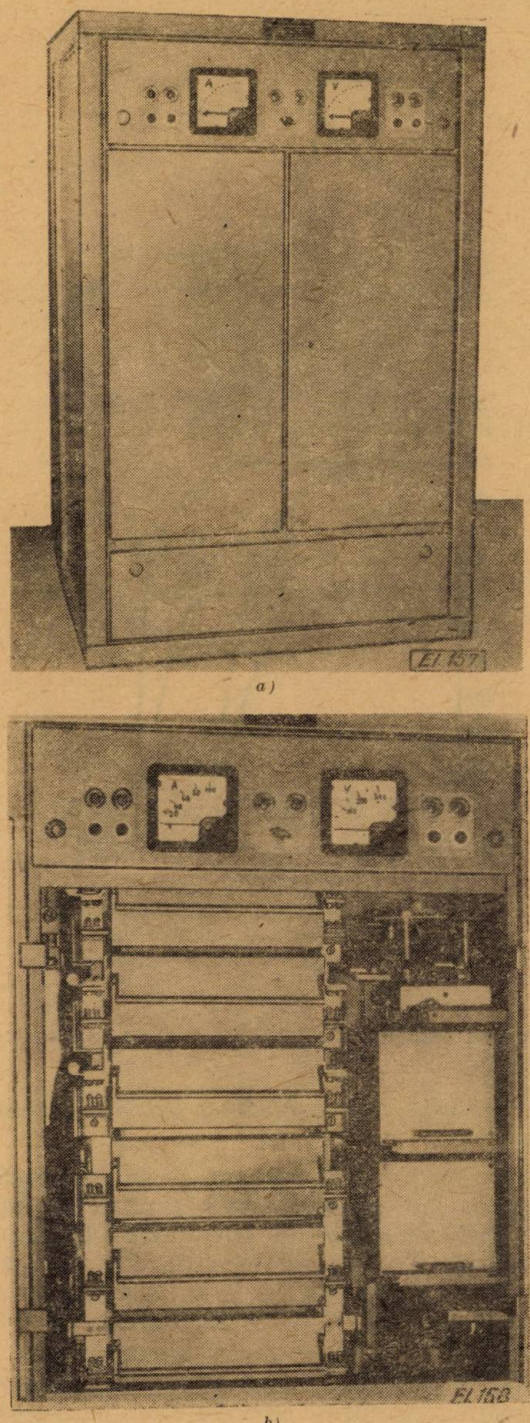
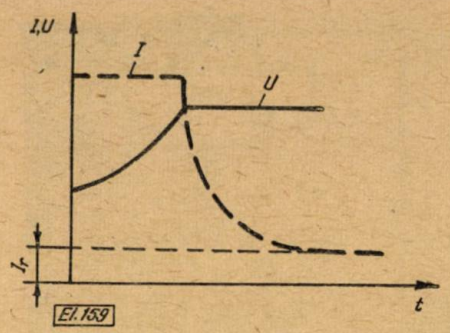


Fig. 15. Redresor pentru mină :

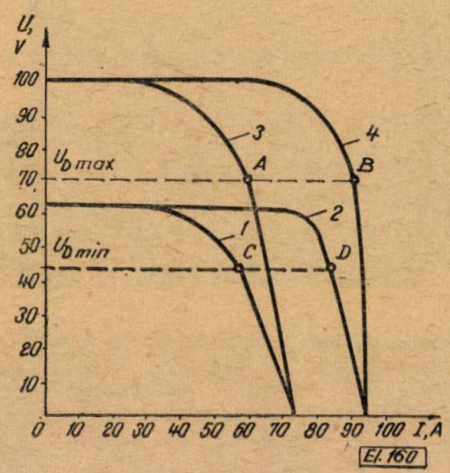
a — dulap redresor; *b* — dispunerea sertarelor și a echipamentului în dulap.

casei metalice, fără a fi nevoie de schimbător de căldură. S-a ales răcirea cu aer în circuit închis, datorită faptului că redresorul este destinat să funcționeze în mediu cu mult praf.

Redresorul are un curent nominal de 500 A la o tensiune de 600 V c. c. și folosește 36 celule Si 100, 350 V fabricate la I. P. R. S. Pe fiecare braț al punții redresoare sînt dis-



a)



b)

Fig. 16. Caracteristică de lucru a redresorului pentru încărcat acumulatoare:
a – curbele *U* și *I* funcție de timp; *b* – curba $U=f(I)$.

puse trei lanțuri în paralel a cîte două celule în serie.

3. Redresor pentru încărcat baterii de acumulatoare

Redresorul a fost realizat pentru încărcarea bateriilor de acumulatoare pentru locomotivele antigrizutoase de tip LAM–4. Capacitatea bateriilor de Pb este de 400 Ah, iar a celor alcaline, de 350 Ah la o tensiune maximă de încărcare de 96 V și un curent de 80 A.

Încercarea se face după caracteristica denumită *IU* (fig. 16, *a* și 16, *b*). La începutul încărcării, curentul este limitat la valoarea prescrisă I_s și ținut constant pînă cînd tensiunea atinge valoarea de 2,4–2,45 V pe element, după care se păstrează tensiunea constantă la această valoare, iar curentul scade pînă la aproximativ 0,1 I_s.

Redresorul cuprinde șase celule Si 100 cu răcire naturală, montate în punte trifazată, comandate prin amplificatoare magnetice (fig. 17).

Sistemul cuprinde o buclă de reglare a curentului, care lucrează în prima fază a încercării, denumită portiunea *I* a caracteristicii și a doua buclă pentru reglarea tensiunii pe a doua porțiune a caracteristicii – porțiunea *U*. Protecția este realizată de însuși limitatorul de curent care limitează curentul de scurtcircuit la aproximativ 1,1 I_s. Carcasa redresorului (fig. 18, *a* și *b*) este făcută în construcție antigrizutoasă și antideflagrantă.

4. Redresor pentru acționare în curent continuu

Redresorul comandat prin amplificatoare magnetice a fost montat pentru acționarea unei instalații de foraj cu motor de c.c de 400 kW (fig. 19) la curent nominal de 800 A, curent maxim 1 400 A, și tensiune de 640 V c. c. S-au utilizat celule de 200 A cu răcire forțată, brațele punții trifazate fiind formate din trei

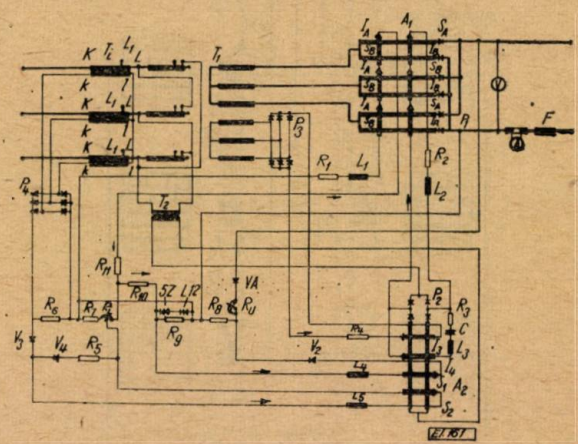


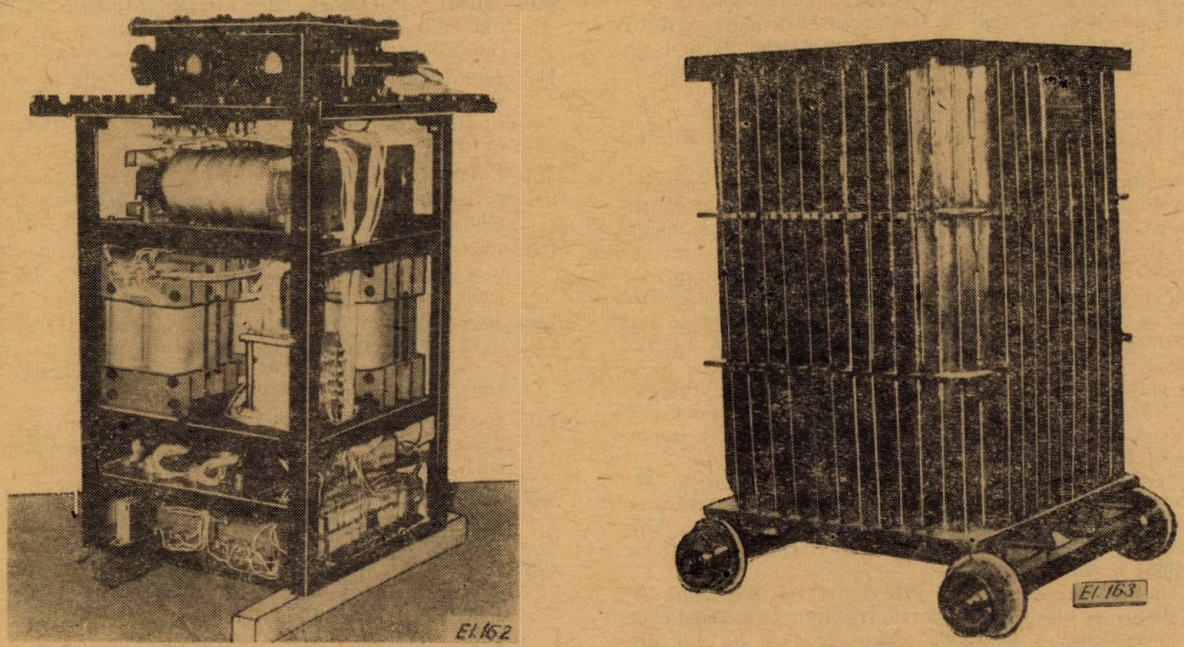
Fig. 17. Schema electrică a redresorului I.C.P.E. pentru încărcat acumulatoare:
T_1 – transformator de alimentare; A_1, A_2 – amplificatoare magnetice în montaj autosaturat cu ieșire în curent continuu; T_i – transformator de curent R_i, R_u – potențiometre pentru reglajul mărimilor de ieșire (curent și tensiune de încărcare).

lanțuri în paralel a cîte două celule montate în serie. Forma constructivă în sertare este similară cu cea a redresorului de tracțiune (fig. 13). Protecția la supratensiune s-a realizat cu circuite RC și divizoare rezistive de tensiune. Protecția la suprasarcină s-a asigurat prin însăși bucla de limitare a curentului și prin siguranțe fuzibile ultrarapide.

5. Redresor pentru sudură în curent continuu

Redresorul este comandat prin amplificatoare magnetice, care îi asigură caracteristicile statice căzătoare cu pantă reglabilă necesare pentru stabilitatea arcului și caracteristicile dinamice de stabilire a arcului după căderea picăturii de metal topit necesare sudării tablelor groase și a celor subțiri (sudură tare și sudură moale).

Pentru construirea redresorului s-au utilizat fie 12 celule Si 50 cu răcire forțată, fie 6 celule Si 100, montate în punte trifazată.



a) b)

Fig. 18. Redresorul I.C.P.E. pentru încărcat acumulatoare:
a — echipamentul electric; *b* — cuva antigrizutoasă.

Astfel se asigură un curent de sudură reglabil continuu între 50 și 350 A, la o tensiune de sudu-

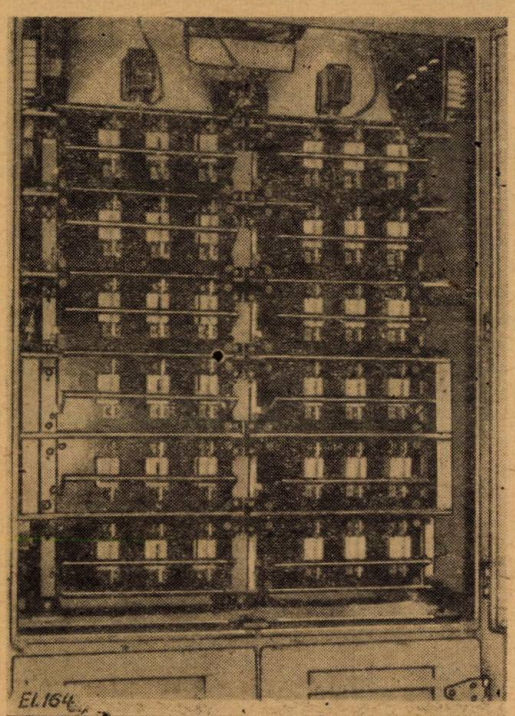


Fig. 19. Redresor I.C.P.E. pentru acționare în c.c.

ră reglabilă între 22 și 24 V. Tensiunea de mers în gol este de 67 V. Redresorul permite utilizarea regimului de la „tare" cu reglaj continuu pînă la „moale", atît pentru familii de caracteristici statice cu înclinație de 1,5, cît și pentru cele cu înclinație de 1,25 [26—27].

Prototipurile executate au constituit exemplare din seriile unitare de redresoare de putere cu celule de Si, stabilite într-un studiu tehnico-economic [22] întocmit în 1966 în laboratorul de redresoare. Gama de puteri pentru fiecare tip de redresor s-a stabilit pe baza unor criterii tehnice și economice care, pe de o parte, să ducă la satisfacerea cerințelor previzibile pentru următorii ani și, pe de altă parte, să permită sistematizarea producției, prin utilizarea a cît mai multe subansambluri și repere comune. Seriile de redresoare sta-

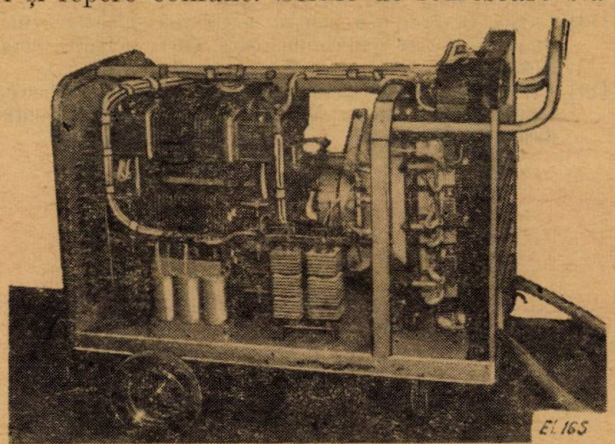


Fig. 20. Redresor I.C.P.E. pentru sudură în c. c.

bilite se bazează pe utilizarea celulelor din seria I. C. P. E., care figurează în profilul I. P. R. S.-ului.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Performanţele şi aplicaţiile industriale ale redresoarelor de putere semiconductoare. In: Electrotehnica **10**, nr. 2—3, 1962, p. 95—108.

[2] *Roman, P.* şi *Nicolau, Fl.* Obţinerea Si de mare puritate sub formă de bare, prin reducerea triclorsilanului cu hidrogen. In: Revista de chimie, nr. 11, 1962, p. 653—660.

[3] *Roman, P., Rittenberg, V., Didiv, B.* şi *Bălănel, E.* Obţinerea monocristalelor de siliciu de mare puritate. In: Electrotehnica **10**, nr. 2—3, 1962, p. 41—52.

[4] *Roman, P., Didiv, B.* şi *Rittenberg, V.* Noi realizări în domeniul monocristalelor de Si. Lucrarea prezentată la cea de-a 4-a sesiune de comunicări I.C.P.E., 1. Bucureşti, I.D.T., 1964, p. 230—249.

[5] *Roman, P., Bălănel, E., Didiv, B.* şi *Rittenberg, V.* Monocristale de Si de mare rezistivitate pentru redresoare de putere. Lucrare prezentată la cea de-a 3-a sesiune de comunicări I.C.E.T., 1. Bucureşti, I.D.T., 1962, p. 237—244.

[6] *Alper, S., Comşa, G., Stoenescu, M.* şi *Tucsek, V* .Realizarea de structuri redresoare cu Si. Lucrare prezentată la cea de-a 3-a sesiune de comunicări I.C.E.T., 1. Bucureşti I.D.T., 1962, p. 245—257.

[7] *Alper, S., Comşa, G., Schiteanu, I.* şi *Stoenescu, M.* Capsule pentru redresoare de putere cu Si şi încapsularea structurilor redresoare. Lucrare prezentată la cea de-a 3-a sesiune de comunicări I.C.E.T., 1. Bucureşti, I.D.T., 1962, p. 258—273.

[8] *Grinescu, S., Lupaş, O., Mircea, A.* şi *Weissman, E.* Scheme şi dispozitive pentru trasarea caracteristicilor curent-tensiune la diode redresoare cu Si. Lucrare prezentată la cea de-a 3-a sesiune de comunicări I.C.E.T., 1. Bucureşti, I.D.T., 1962, p. 274—282.

[9] *Alper, S., Comşa, G., Grinescu, S., Lupaş, O., Mircea, A., Schiteanu, I.* şi *Stoenescu, M.* Modelul experimental al celulei redresoare de putere cu Si. Lucrare prezentată la cea de-a 3-a sesiune de comunicări I.C.E.T., 1. Bucureşti, I.D.T., 1962, p. 283—288.

[10] *Roman, P., Stoenescu, M., Lupaş, O., Comşa, G.* şi *Grinescu, S.* Serie unitară I.C.P.E. de ventile de putere cu Si. Lucrare prezentată la cea de-a 4-a sesiune de comunicări I.C.P.E., 1. Bucureşti, I.D.T., 1964, p. 250—265.

[11] *Lupaş, O.* şi *Grinescu, S.* Măsurători şi încercări electrice ale ventilelor de putere cu Si. Lucrare prezentată la cea de-a 4-a sesiune de comunicări I.C.P.E., 1. Bucureşti, I.D.T., 1964, p. 267—278.

[12] *Stoenescu, M.* şi *Comşa, G.* Îmbunătăţirea caracteristicii inverse a celulelor redresoare cu Si. Lucrare prezentată la cea de-a 4-a sesiune de comunicări I.C.P.E., 1. Bucureşti, I.D.T., 1964, p. 279—286.

[13] *Lupaş, O.* Procedeu pentru încercarea diodelor redresoare de putere semiconductoare. OSI. Invenţie, dosar 47425, 1964.

[14] *Lupaş, O.* Procedeu pentru încercarea de serie a diodelor redresoare de putere semiconductoare. OSI. Invenţie, dosar 47426, 1964.

[15] *Stoenescu, M., Roman, P., Nachman, M.* şi *Chirea, M.* Studii de pasivare a suprafeţei Si structurilor redresoare, faţă de variaţiile mediului ambiant. Raport tehnic I.C.P.E., D 19—15842, 1965, p. 42.

[16] *Roman, P., Chirea, M.* şi *Constantinescu, A.* Discuri din W sinterizat necesare contactelor pe structuri redresoare. Raport I.C.P.E., B 82—15834, 1965, p. 40.

[17] *Lupaş, O.* Mijloace şi metode de protecţie ale ventilelor şi tiristoarelor cu Si. I. Protecţia împotriva supratensiunilor. Raport tehnic I.C.P.E., B 19—16331, 1965, p. 80.

[18] *Lupaş, O.* Mijloace şi metode de protecţie ale ventilelor şi tiristoarelor cu Si. II. Protecţia împotriva suprasarcinilor. Raport tehnic I.C.P.E., B 19—15332, 1965, p. 86.

[19] *Barbu, I.* Consideraţii privind calculul termic al siguranţelor la scurtcircuit. In: Electrotehnica **13**, nr. 12, 1965, p. 440—447.

[20] *Barbu, I.* Contribuţii privind calculul şi construcţia siguranţelor fuzibile. Lucrarea prezentată la cea de-a 5-a sesiune de comunicări I.C.P.E., 2. Bucureşti, I.D.T., 1965, p. 67—91.

[21] *Barbu, I.* Fuzibile pentru siguranţele ultrarapide de joasă tensiune folosite la protecţia redresoarelor cu Si. OSI. Dosar invenţie 47245, 1964.

[22] *Dan, I.* şi *Şerbănescu, B.* Redresoare de putere cu ventile de Si. Raport tehnic, C 20—16332, I.C.P.E., 1965, p. 60.

[23] *Dan, I.* şi *Şerbănescu, B.* Redresor cu ventile de Si pentru încărcat bateriile de acumulatoare de la locomotivele LAM-4. Raport tehnic D 27—16854, I.C.P.E., 1965, p. 28.

[24] *Dan, I.* şi *Şerbănescu, B.* Redresor cu ventile de Si pentru alimentarea liniilor de troleu, 600 V, 500 A. Raport tehnic I.C.P.E., B 89—16853, 1965, p. 20.

[25] *Dan, I.* şi *Şerbănescu, B.* Scurtcircuitor pentru protecţia redresoarelor cu ventile de Si. Lucrările I.C.P.E., 16, 1966, p. 6 (în curs de apariţie).

[26] *Finţescu, D., Lapedatu, E., Dan, I.* şi *Şerbănescu, B.* Agregat de sudură static, în curent continuu, cu ventile cu siliciu. Lucrare prezentată la cea de-a 4-a sesiune de comunicări I.C.P.E., 1. Bucureşti, I.D.T., 1964, p. 132—149.

[27] *Finţescu, D.* şi *Lapedatu, E.* Agregat de sudură. OSI. Dosar invenţie 46 340, 1963.

[28] *Finţescu, D.* Agregat de sudură static în curent continuu, cu ventile de Si. In: Electrotehnica **13**, nr. 1, 1965, p. 30 — 31.

[29] *Finţescu, D.* Regulatoare automate de tensiune şi putere reactivă pentru hidrogeneratoare. In: Electrotehnica **12**, nr. 8, 1964, p. 305.

[30] *Finţescu, D.* Sistem de reglare automată a tensiunii pentru alternatoare. OSI. Dosar invenţie 46463, 1963.

[31] *Lupaş, O.* şi *Stoenescu, M.* Parametrii celulelor redresoare cu siliciu. I.C.P.E. In: Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 167—173.

Intrat în redacţie la 10.II.1967

Parametrii unei serii de celule redresoare cu siliciu

Ovidiu Lupaş şi Maria Stoenescu * — Bucureşti

CZ 621.314.636.022.001.2

Cele patru tipuri de celule redresoare cu siliciu descrise în continuare (Si 8, Si 25, Si 50 şi Si 100) au fost elaborate la I.C.P.E., în anii 1961—1963. Folosite în diferite instalaţii industriale [1], începînd din anul 1963, ele sînt, în prezent, în curs de introducere în fabricaţie la I. P. R. S.—Băneasa.

Scara largă a curenţilor nominali — pînă la 200 A — şi a tensiunilor inverse de vîrf de lucru — pînă la 600 V — precum şi posibilitatea de a lega celulele în serie şi în paralel, fac posibilă folosirea lor pentru toată gama de puteri a instalaţiilor de redresare industriale.

Elementul principal al celulei este structura semiconductoare n^+np sau n^+pp^+ cu joncţiunea redresoare obţinută prin aliere. Contactele pe structura redresoare sînt din Mo şi W, iar structura este încapsulată în azot uscat [2].

Capacitatea celulelor redresoare cu Si de a suporta trecerea curentului direct, la o temperatură ambiantă dată, este determinată de temperatura maximă la care poate lucra joncţiunea redresoare în regim de durată, de puterea disipată în celulă sub formă de căldură şi de posibilitatea de a evacua căldura din joncţiune spre mediul ambiant, posibilitate reflectată de valorile rezistenţei termice interne, a rezistenţei termice de contact şi a celei a radiatorului.

Temperatura de lucru a joncţiunii este limitată superior la 140°C de fenomenul de oboseală termică, de cerinţele de stabilitate termică şi de siguranţă în funcţionare, deşi, pentru timp foarte scurt, în cazuri excepţionale (scurtcircuit), temperatura joncţiunii poate depăşi 250°C. Oboseala termică, care apare ca urmare a efectuării de către celula redresoare a unui număr mare de cicluri termice—de ordinul a 10^4 — poate duce la o creştere importantă a rezistenţei termice interne, datorită recristalizării aliajului folosit la lipirea structurii redresoare pe bază de cupru, şi deci la o creştere puternică a temperaturii de lucru a joncţiunii. De asemenea, încălzirea şi răcirea repetată a celulei pot provoca distrugerea mecanică a discului fragil de siliciu, datorită tensiunilor interne şi diferenţei coeficienţilor de dilatare termică a diferitelor materiale care alcătuiesc celula redresoare. Numărul de cicluri pînă la distrugere scade foarte repede o dată cu creşterea temperaturii joncţiunii [3], [4]. Pe de altă parte, încercări făcute aplicînd celulelor redresoare tensiuni inverse în absenţa oricărui curent de sarcină au arătat că o creştere a temperaturii joncţiunii cu 8—15°C reduce la jumătate viaţa dispozitivului semiconductor. Temperatura ridicată a discului de siliciu, însoţită de aplicarea unei tensiuni inverse ridicate, acţionează asupra impurităţilor de suprafaţă sau a urmelor de substanţe chimice întrebuinţate în procesul de fabricaţie, producînd efecte electrolitice care influenţează negativ starea suprafeţei siliciului şi duc la pierderea posibilităţilor de blocare a celulei şi, eventual, la străpungerea ei [5].

Temperatura de lucru maximă nu trebuie depăşită decît în cazul unor fenomene nerepetitive, de durată foarte scurtă. În aceste situaţii speciale, valoarea I^2t permite aprecierea posibilităţilor celulei de a face faţă dezvoltării în structură a unor impulsuri de căldură. Această mărime trebuie folosită numai pentru a face faţă situaţiilor neuzuale, mai scurte decît o semialternanţă (10μs), care nu pot apărea decît de un număr redus de ori (cîteva zeci de ori) în viaţa dispozitivului. Se presupune că o a doua solicitare nu poate să apară decît după ce joncţiunea a revenit la temperatura normală de lucru.

Aplicarea repetată a unor suprasarcini sau a unor cicluri de lucru speciale se poate face numai astfel încît temperatura maximă de lucru să nu fie depăşită.

Parametrii celulelor Si 8 — Si 100

În tabelele 1, 2 şi 3 sînt prezentaţi parametrii electrici, mecanici şi termici ai celulelor I. C. P. E. Parametrii electrici au fost măsuraţi cu ajutorul montajelor descrise în [6], [7]. Alături de valorile nominale, valori recomandate pentru folosirea practică a celulelor redresoare în funcţionare industrială, în care pot apărea suprasarcini şi supratensiuni, se dau şi valorile limită care nu pot fi depăşite nici chiar pentru scurt timp.

Valorile nominale sînt date pentru celule funcţionînd pe radiatorul propriu tipului de celulă, în condiţii precise de ambianţă termică — pînă la 45°C pentru temperatura aerului în caz de răcire prin convecţie naturală şi pînă la 35°C pentru răcire prin convecţie forţată cu aer.

La funcţionare în limitele valorilor nominale, structura redresoare nu este solicitată la limita posibilităţilor sale, temperatura sa putînd creşte cu 15—20°C fără pericol, pentru a face faţă suprasarcinilor curente, fără intervenţia echipamentului de protecţie şi deci fără întreruperea funcţionării redresorului. De asemenea, capacitatea structurii de a suporta impulsuri de tensiune de două ori mai mari

* *O. Lupaş* este cercetător principal la I.C.P.E., iar *M. Stoenescu* este cercetătoare principală la I.F.B.

Parametrii electrici, termici şi mecanici ai celulelor Si 8, Si 25, Si 50 şi Si 100. Valori nominale *Tabela 1*

Tip celulă	Unităţi de măsură	Si 8	Si 25	Si 50	Si 100	
1. Tensiune nominală, U_n	V	50—600	50—600	50—600	50—600	valoare maximă recomandată a tensiunii inverse de vîrf. Folosite la aceste valori, celulele pot fi protejate la supratensiuni prin mijloace uzuale-circuite RC şi celule cu seleniu cu caracteristică specială [8], [9]. Celulele de acelaşi tip se împart pe clase de tensiune de la 50 la 600 V, din 50 în 50 V
2. Tensiune inversă continuă, U_c	V	50—600	50—600	50—600	50—600	valoare maximă recomandată a tensiunii în caz de folosire a celulei ca element de blocare într-un circuit de tensiune continuă curată. Celulele de acelaşi tip se împart pe clase ca la 1
3. Curent nominal[1]) I_n : — răcire prin convecţie naturală ; — răcire prin convecţie forţată cu aer, 6 m/s	A	8	25	50 100	100 200	valoare maximă recomandată a curentului mediu în regim monofazat, pe sarcină rezistivă, celula fiind montată pe radiatorul corespunzător tipului. Medierea se face pe o perioadă completă. Temperatura maximă ambiantă 45°C la răcire prin convecţie naturală şi 35°C la răcirea prin convecţie forţată cu aer. Celula poate suporta suprasarcini moderate, astfel încît temperatura joncţiunii să nu depăşească valoarea maximă de lucru
4. Curent continuu nominal, I_n : — răcire prin convecţie naturală ; — răcire prin convecţie forţată cu aer, 6 m/s	A	9	30	60	120	valoare maximă recomandată a curentului în caz de încărcare a celulei în curent continuu curat. Răcire şi suprasarcini ca la 3
5. Temperatura maximă a capsulei la curent nominal θ_{cn} : — răcire naturală ; — răcire forţată cu aer, 6 m/s	°C	110	110	110 80	110 80	valoare maximă recomandată a temperaturii măsurate la baza capsulei celulei, la încărcare cu curent nominal ca la 3. La celulele Si 50 şi Si 100, această temperatură se poate măsura cu termocuplul într-o gaură prevăzută în acest scop în baza capsulei
6. Rezistenţa dinamică, R_d	mΩ	8	2,8	1,3	0,6	valoare obişnuită a componentei ohmice pentru dreapta de aproximare a caracteristicii directe. Temperatura joncţiunii 125°C.
7. Rezistenţa termică internă, K_1	°C/W	1,6	0,55	0,3	0,16	valoare maximă a rezistenţei termice măsurate între joncţiunea redresoare şi baza capsulei
8. Rezistenţa termică de contact, K_e	°C/W	0,4	0,25	0,15	0,04	rezistenţa termică măsurată între baza capsulei şi radiator. Suprafaţa de contact trebuie să fie curată, netedă şi unsă cu un strat subţire de grăsime siliconică
9. Rezistenţa termică a radiatorului, K_r : — răcire prin convecţie naturală ; — răcire prin convecţie forţată, 6 m/s	°C/W	6	2	1,1 0,3	0,44 0,15	rezistenţa termică măsurată între locul în care este fixată celula pe radiator şi aerul ambiant. Valoarea rezistenţei termice este dată pentru plăcile de răcire înnegrite şi dispuse într-un plan vertical şi depinde de posibilitatea de circulaţie a aerului de răcire
10. Masa celulei	g	40	80	200	500	
11. Masa radiatorului	g	120	350	900	3500	
12. Rezistenţa la vibraţii	9,8 m/s²	5	5	5	5	frecvenţa de vibraţie 50 Hz

[1]) În cazul în care nu se specifică altfel, celulele Si 8, Si 25, Si 50 şi Si 100 se presupun montate pe radiatoarele corespunzătoare tipului respectiv R 8, R 25, R 50, R 100.

Tabela 2

Parametrii celulelor Si 8, Si 100. Valori limită

Tip celulă	Unităţi de măsură	Si 8	Si 25	Si 50	Si 100.	
1. Tensiunea limită repetitivă, U_{lr}	V	100 1 200	100 1 200	100 1 200	100 1 200	valoare limită absolută pentru supratensiunile inverse repetitive. Mijloacele de protecţie trebuie să limiteze supratensiunile la valori inferioare. Celulele de acelaşi tip se împart pe clase de tensiune de la 100 la 1200 V, din 100 în 100 V (fig. 3)
2. Tensiunea limită nerepetitivă, U_{li}	V	100 1 200	100 1 200	100 1 200	100 1 200	valoare limită absolută pentru supratensiuni inverse nerepetitive
3. Curentul limită de durată la răcire în condiţii nominale, I_{ln} : — răcire prin convecţie naturală ; — răcire prin convecţie forţată cu aer, 6 m/s	A	9,5	29	5,7 115	115 230	valoare limită absolută pentru curentul mediu redresat în regim monofazat pe sarcină rezistivă, în condiţii nominale de răcire (tabela 1, punctul 3). Joncţiunea atinge temperatura maximă de lucru, neexistînd rezerve pentru o eventuală suprasarcină
4. Curentul limită de durată I_{ld} la temperatura capsulei de 100°C	A	15	45	100	200	valoare limită absolută pentru curentul mediu redresat în regim monofazat pe sarcină rezistivă la temperatura capsulei menţinută la 100°C. Nu există rezerve pentru suprasarcină. Joncţiunea atinge temperatura maximă de lucru
5. Valoarea limită de vîrf repetitivă a curentului direct I_{lv}	A	70	200	600	1 300	valoare limită absolută a curentului de vîrf periodic, de formă nesinusoidală
6. Valoarea limită de vîrf nerepetitivă a curentului direct I_{li} : — $\theta_j = 25°C$; — $\theta_j = 120°C$	A	180 140	700 550	1 600 1 300	3 600 3 000	valoare limită absolută de vîrf a unui impuls de curent semisinusoidal de durată 10 m s, nerepetiv
7. Integrala limită termică I^2t : — $\theta_j = 25°C$; — $\theta_j = 120°C$	A^2s	160 100	2 400 1 400	12 500 8 500	65 000 45 000	valoare limită absolută a mărimii $\int i^2\,dt$ pentru un impuls nerepetitiv de curent de durată mai mică de 10 ms. Serveşte la evaluarea capacităţii celulei la scurtcircuit
8. Temperatura limită de lucru a joncţiunii θ_{lj}	°C	140	140	140	140	valoare limită absolută a temperaturii de lucru, de durată, a structurii redresoare. La încărcare nominală, temperatura joncţiunii este inferioară acestei valori, existînd o rezervă pentru suprasarcină

Tabela 3

Parametrii celulelor Si 8, Si 100. Valori de clasificare

Tip celulă	Unităţi de măsură	Si 8	Si 25	Si 50	Si 100	
1. Curent invers de clasificare I_i : — $\theta_j = 25°C$; — $\theta_j = 120°C$	mA	1 3	3 10	6 20	20 60	valoare de vîrf limită a curentului invers, la o tensiune inversă de vîrf egală cu tensiunea limită repetitivă. Valoarea de clasificare a celulelor după clasa de tensiune inversă (fig. 3)
2. Căderea directă de tensiune U_d : — $\theta_j = 25°C$; — $\theta_j = 120°C$	V	1,35 la 25 A 1,25 la 25 A	1,3 la 75 A 1,2 la 75 A	1,4 la 300 A 1,3 la 300 A	1,4 la 600 A 1,3 la 600 A	valoare de vîrf limită a căderii directe de tensiune la curentul direct de vîrf indicat în tabelă. Valoarea măsurată a căderii directe de tensiune serveşte la clasificarea celulelor după grupe de tensiune directă, pentru legarea eventuală în paralel. Grupele sînt departajate printr-o cădere de tensiune de 0,05 V (fig. 4)

decît cele nominale permite celulei de a face față supratensiunilor moderate și asigură o plajă largă în care pot interveni dispozitivele de protecție limitatoare de tensiune.

Folosirea celulelor redresoare la parametrii nominali, inferiori sensibil posibilităților lor teoretice, duce la o funcționare sigură în exploatare și permite utilizarea unui echipament de protecție relativ economic, neimpunîndu-i condiții deosebit de severe din punctul de vedere al pragului și al vitezei de acționare.

În cazurile în care condițiile de funcționare și cele termice ambiante sînt bine cunoscute, suprasarcinile — respectiv supratensiunile — foarte reduse, sau în cazul în care se folosesc alte mijloace de răcire decît cele nominale, celulele pot fi încărcate la parametri mai ridicați decît cei nominali, apropiindu-se de cei limită.

În privința curentului limită de durată, normele internaționale CEI 134 îl definesc drept curentul mediu redresat, în regim monofazat pe sarcină rezistivă, la care joncțiunea redresoare atinge temperatura sa maximă de funcționare, la o temperatură dată a bazei capsulei, fără a norma această temperatură.

Practica unor firme producătoare [10], [11] și unele standarde naționale, cum ar fi DIN 41782, au ales această temperatură a capsulei de 100°C, valoare folosită și în prezenta lucrare.

Pentru ca celula să suporte curentul limită de durată trebuie folosită o răcire energică, eventual alt radiator decît cel propriu al tipului de celulă. La folosirea celulei la curentul limită trebuie să i se asigure o răcire corespunzătoare. Datorită faptului că în aceste condiții celula nu poate suporta suprasarcini, folosirea celulei la parametrii limită nu este indicată decît în cazuri excepționale.

Capacitatea celulelor de a face față scurtcircuitelor, reflectată de mărimea I^2t, depinde în mică măsură de modul de răcire folosit, așa încît o răcire foarte energică nu mărește simțitor posibilitățile redresorului la scurtcircuit și deci nu permite folosirea celulelor, în funcționare industrială, la parametrii limită din regim staționar, decît dacă se folosesc sisteme de protecție deosebit de rapide și cu riscul unor întreruperi în funcționarea redresorului. Tendința din ultimii ani, în construcția redresoarelor, folosind celule cu siliciu, determinată probabil și de reducerea prețului celulelor semiconductoare, pare să se axeze pe supradimensionarea redresorului, folosind celulele la curent relativ redus. Redresorul face față, fără solicitarea exagerată a celulelor redresoare, la suprasarcinile curente, echipamentul de limitare și protecție intervenind la suprasarcini severe sau la scurtcircuit. Se obține astfel o siguranță mare în funcțiune, fără întreruperi în serviciu și cu un echipament de protecție relativ simplu și cu un cost redus.

În esență, parametrii la care se folosesc industrial celulele redresoare sînt determinați de considerente economice care implică atît celulele redresoare și echipamentul de protecție, cît și natura sarcinii și cerințele de siguranță și de continuitate în funcționare impuse redresorului. Valorile nominale sînt valori recomandate care, pentru aplicațiile cele mai frecvente, la nivelul de protecție folosit curent în tehnica redresoarelor semiconductoare și la nivelul de siguranță în funcționare obișnuit, realizează un compromis optim. În alte condiții decît cele „obișnuite", celulele se pot folosi la alte valori decît cele nominale, evident fără a depăși pe cele limită.

În figurile 1 și 2 se prezintă celulele redresoare Si 8 — Si 100 și radiatoarele lor, iar în

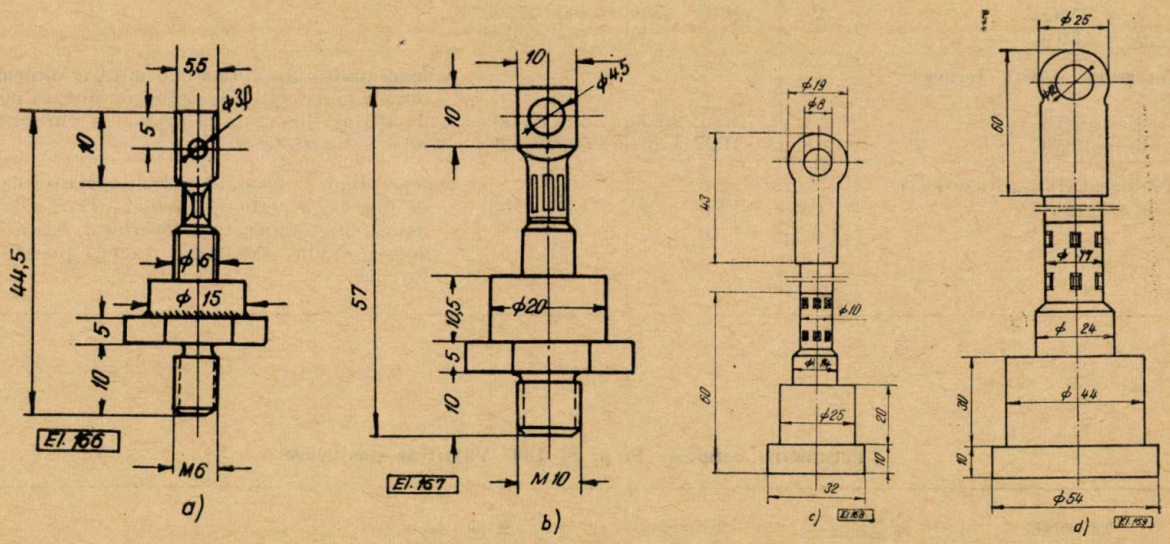


Fig. 1. Seria de celule redresoare:
a — Si 8; *b* — Si 25; *c* — Si 50; *d* — Si 100.

figurile 3 și 4 se dau caracteristicile directe curent-tensiune și o caracteristică inversă tipică a acestor celule.

Curentul limită, la diferite valori ale temperaturii ambiante sau ale temperaturii maxime admise ale bazei capsulei, pentru diferite valori ale rezistenței termice a radiatorului folosit, și la diferite valori ale timpului de conducție, corespunzătoare diferitelor montaje curente de redresoare, poate fi citit în diagramele din figura 5. Dreptele care trec prin punctul de 140°C sînt trasate la diferite valori ale sumei: rezistență termică a radiatorului K_r + + rezistență termică de contact K_c. În figura 5, *a* dreapta de 10,5°C/W corespunde unei plăci de cupru de 60 × 60 mm, grosime 2 mm, cea de 4,5°C/W unei plăci de cupru de 100 × × 100 mm, grosime 2 mm, iar cea de 2,4°C/W celulei Si 8 montată pe radiator R 25. S-au figurat, de asemenea, dreptele corespunzătoare celulelor montate pe radiator de rezistență termică nulă (răcire ideală). Pentru cazul în care rezistența termică se referă la răcirea prin convecție forțată cu aer suflat cu 6 m/s a radiatoarelor, s-a folosit litera F după cifra care arată tipul radiatorului (fig. 5, *c* și 5, *b*). Se recomandă, pentru curentul mediu redresat la care este folosită celula, o valoare cu 15% inferioară celei limită rezultate din figura 5, asigurînd astfel celulei posibilități la suprasarcină. Dacă se folosesc radiatoare cu altă rezistență termică K'_r decît cele trecute în diagramă, se deduce valoarea curentului limită de durată, ducînd din punctul de 140°C de pe abscisă o dreaptă cu panta $\frac{1}{K_i + K_c + K'_r}$ (notații și valori în tabela 1). Citind valoarea puterii

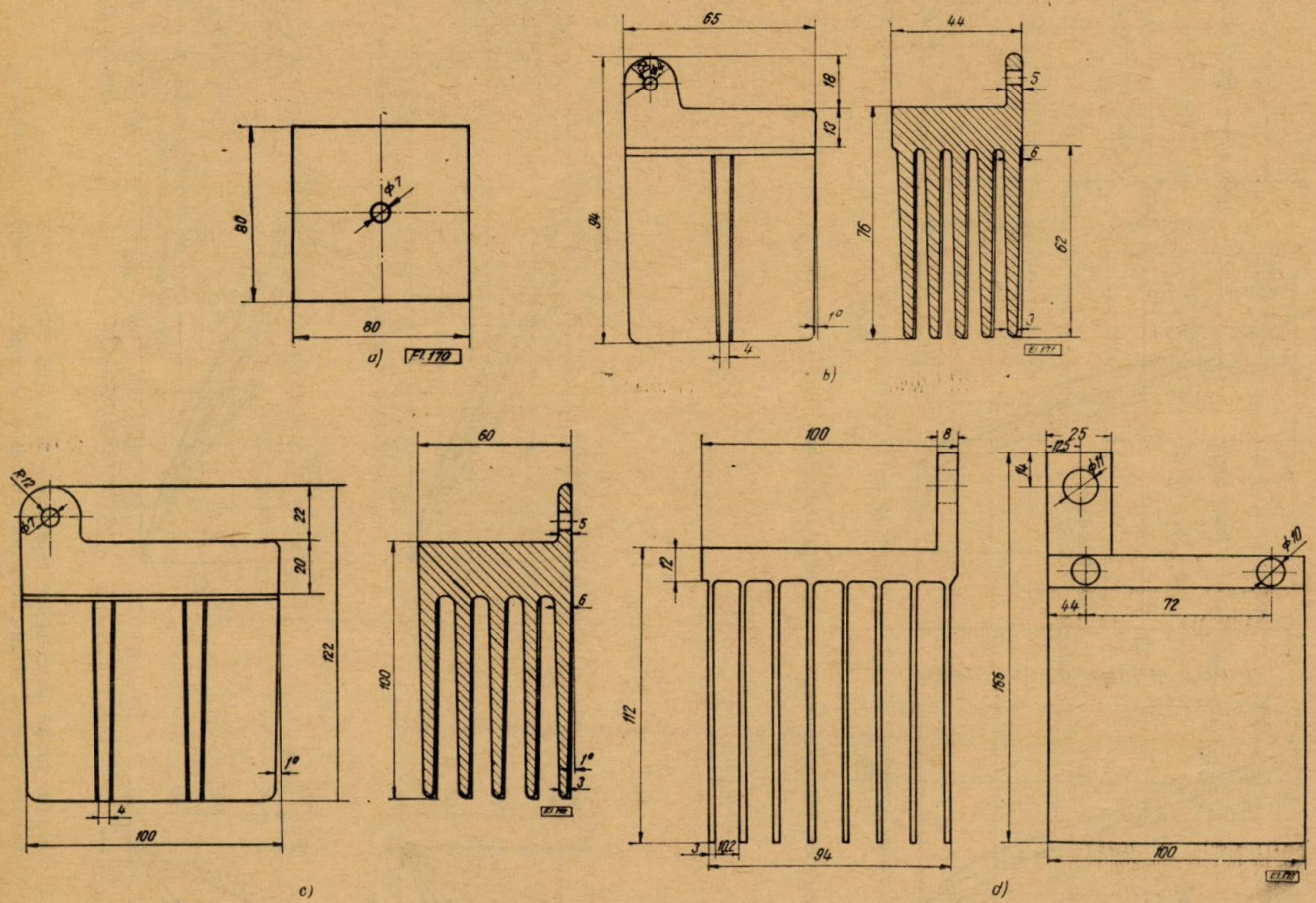


Fig. 2. Radiatoare:
a – R 8; *b* – R 15; *c* – R 50; *d* – R 100.

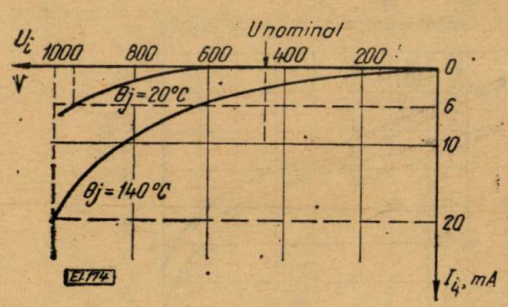


Fig. 3. Caracteristica inversă tipică a unei celule Si 50.

disipate pe care o determină intersecția acestei drepte cu verticala care indică temperatura ambiantă, se determină pe axa curenților,

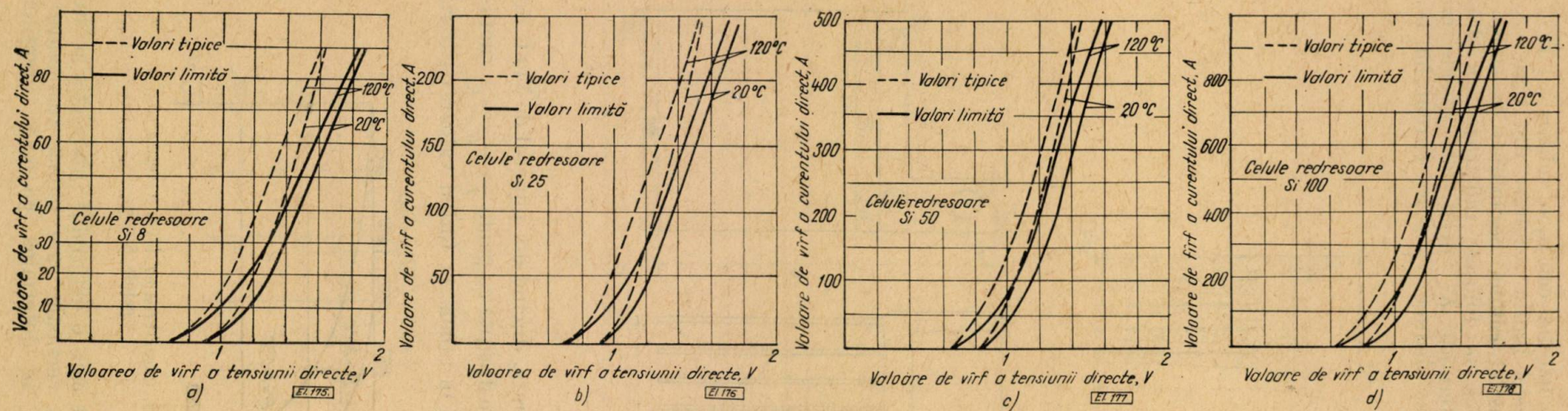


Fig. 4. Caracteristica directă curent-tensiune a celulelor redresoare Si 8 — Si 100.

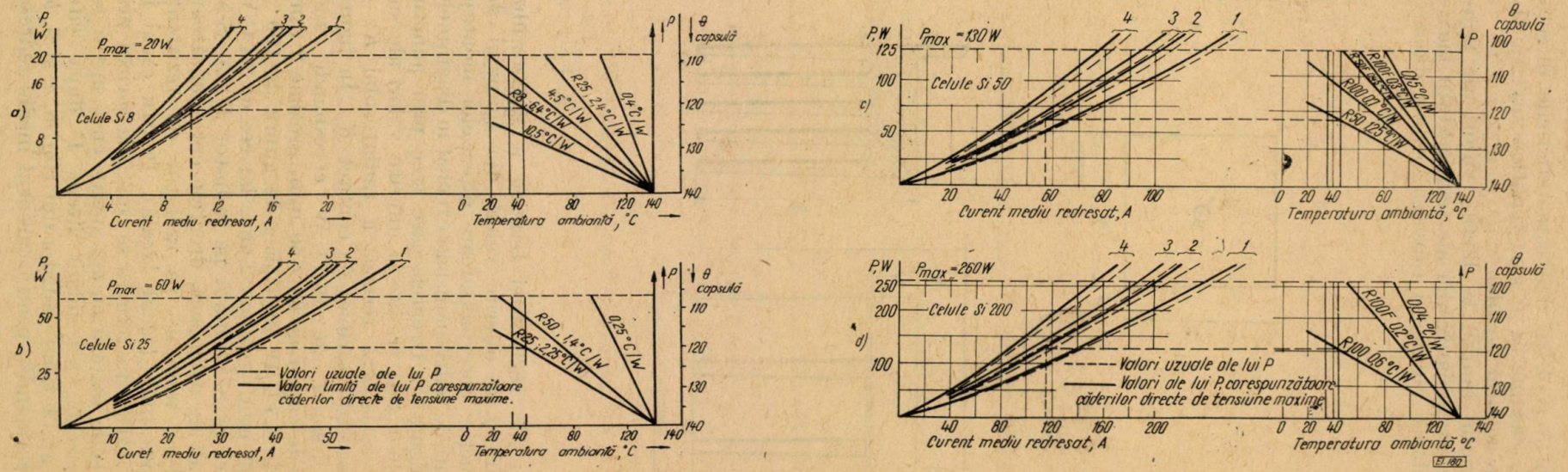


Fig. 5. Curentul limită al celulelor redresoare Si 8 — Si 200:
1 — curent continuu; *2* — monofazat, conducție 180°; *3* — conducție 120° (punte trifazată, dublă stea cu bobină de absorbție); *4* — conductie 60° (dublă stea).

folosind curba valorilor limită, valoare căutată în condițiile termice date și la montaj de redresare dat. Valorile date în figura 5 și în tabelele 1 și 2 sînt valabile la o frecvență industrială de 50 Hz. La valori net inferioare ale frecvenței, datorită capacității termice scăzute a structurii redresoare, devine sensibil efectul de variație a temperaturii joncțiunii în timpul de conducție a fiecărei alternanțe. Pentru a evita supraîncălzirea structurii redresoare este necesară reducerea curentului redresat funcție de frecvență. Astfel, la celulele Si 50 și Si 100, la frecvența de 1 Hz ,curentul direct trebuie scăzut la 0,8 I_n în regim monofazat și la 0,7 I_n în regim trifazat.

La montarea celulelor pe radiator trebuie să se aibă în vedere ca suprafețele ce vin în contact să fie curate și netede, deoarece rezistența termică de contact celulă-radiator depinde foarte mult de starea suprafețelor și de presiunea de contact. Datorită neregularităților suprafețelor radiatorului și a bazei celulei există, la suprafața lor de separație, pungi cu aer care înrăutățesc mult conducția termică. Rezistența termică de contact nu scade nedefinit o dată cu creșterea presiunii de contact, astfel încît o creștere exagerată a cuplului de strîngere poate cauza distorsiuni mecanice ale bazei și eventuale tensionări și chiar deteriorări ale structurii redresoare — la celulele Si 8 și Si 25 — fără a îmbunătăți contactul termic. Aplicarea la suprafața de contact a unui strat foarte subțire de grăsime siliconică, cu conductibilitatea termică de aproximativ 20 de ori mai mare decît cea a aerului, produce o scădere apreciabilă a rezistenței de contact, care se reduce la 0,5—0,7 din valoarea sa la contact uscat. Este de remarcat că, în prezența grăsimii siliconice, rezistența termică de contact ia valoarea sa minimă la un cuplu de strîngere de aproximativ trei ori mai mic ca cel din cazul contactului uscat [12].

Bibliografie

[1] *Roman, P., Stoenescu, M., Lupaș, O., Dan, I. și Șerbănescu, B.* Contribuții la cercetarea și elaborarea ventilelor redresoare de putere cu siliciu și aplicații industriale ale acestora, dezvoltate la I.C.P.E. În: Electrotehnica **15**, nr. 5 mai, 1967.

[2] *Roman, P., Stoenescu, M., Lupaș, O., Comșa, G. și Grînescu, S.* Seria unitară I.C.P.E. de ventile de putere cu Si. În: Cea de-a 4-a sesiune de comunicări I.C.P.E., 1. București, I.D.T., 1964, p. 250 — 265.

[3] *Green, W. B.* Fatigue-free silicon device structure. În: AIEE Transactions, Communication and Electronics **80**, mai 1961, p. 186 — 181.

[4] *Klein, N.* Thermal Stresses and Fatique in silicon power rectifiers. In: AIEE Transactions, Communication and Electronics **83**, martie 1964, p. 208—219.

[5] *Ackmann, W.* Zuverlässigkeits Untersuchungen an Selen und Siliziumgleichrichterelementen. In: ETZ-B **18**, nr. 11, 1966, p. 400—406.

[6] *Grînescu, S., Lupaș, O., Mircea, A.* și *Weissman, E.* Scheme și dispozitive pentru trasarea caracteristicilor curent-tensiune la diode redresoare cu Si. Lucrare prezentată la cea de-a 3-a sesiune de comunicări I.C.E.T., 1. București, I.D.T., 1962, p. 274—282.

[7] *Lupaș, O.* și *Grînescu, S.* Măsurători și încercări electrice ale ventilelor de putere cu Si. Lucrare prezentată la cea de-a 4-a sesiune de comunicări I.C.P.E., 1. București, IDT, 1964, p. 267—278.

[8] *Smith, I. R.* și *Spires, E. T.* Voltage surge supressors for Si rectifier protection. In: Westinghouse Engineer, martie 1962, p. 52—56.

[9] * * * Klip-Sel Voltage surge protection manual. International Rectifier. El Segundo, 1963, 19 pag.

[10] * * * Silizium Gleichrichter. Semikron. Prospect B 310 D, aprilie 1965, 40 pag.

[11] * * * Halbleiter Bauelemente. Lieferprogramm 1965/1966. AEG. Silizium Gleichrichterzellen und Sätze. Technische Erläuterungen, 3/1—5/33.

[12] *Goldman, W. E.* Torque and thermal resistance. In: Electronics **37**, septembrie 1964, nr. 24, p. 104—106.

Intrat în redacție la 10.II.1967

O metodă fără contact pentru determinarea rezistivității electrice la plăci subțiri conductoare

Marin Chirea și Pavel Roman * — București

CZ 621.317.332.066.3

În tehnologia celulelor redresoare cu siliciu, realizarea de contacte electrice a discurilor din wolfram sinterizat în locul celor din tablă de wolfram a devenit necesară, ca urmare a avantajelor pe care le prezintă față de acestea din urmă [1].

Dat fiind grosimea mică a acestor contacte, precum și dificultățile de a se confecționa eșantioane sinterizate masive, a apărut necesitatea de a se folosi o metodă fără contact electric cu eșantionul pentru determinarea rezisitivității electrice.

În literatură sînt descrise numeroase instrumente care se bazează pe principiul Q-metrului pentru determinări fără contact. Astfel, Brown [2] descrie o metodă prin care se efectuează măsurări fără contact la plăci semiconductoare.

C. P. Bean și alții [3] descriu o metodă fără contact care se bazează pe principiul curenților turbionari, prin care se pot efectua măsurări la eșantioane sub formă de bare.

Determinarea absolută a rezistivității electrice se face dintr-o ecuație de difuzivitate a inducției magnetice $B\ (x, y, z, t)$, care variază în timp datorită apariției de curenți turbionari în eșantionul conductor. Determinarea rezistivității pe această cale permite controlul purității metalelor, prin efectuarea de experiențe la temperaturi joase, știut fiind faptul că la aceste temperaturi devine preponderentă rezistivitatea ce corespunde impurităților și dislocațiilor (legea Mathiessen) [4].

Metoda care se prezintă folosește, de asemenea, principiul curenților turbionari, care se aplică însă la un eșantion sub formă de placă conductoare.

Principiul metodei

Dacă între cele două bobine ale dispozitivului care se descrie în figura 1 se introduce o placă subțire conductoare, se va obține o atenuare a semnalului, ce se induce în bobina secundară *3*, indicată de milivoltmetrul electronic *5*.

Cazul nostru este asemănător cu cel descris în Smythe** [5], potrivit căruia cîmpul magnetic variabil al unei bobine va fi ecranat de către o placă conductoare, datorită curenților turbionari care apar și care generează un cîmp magnetic ce se opune variației cîmpului inițial. Eficacitatea acestei ecranări este funcție de rezistivitatea eșantionului, cu atît mai mare cu cît materialul este mai bun conductor.

Cîmpul magnetic este perpendicular pe direcția curentului care circulă în bobina primară.

R, inversul atenuării, are expresia:

$$R = \frac{6\,SC}{\omega\mu\,(a^2 + b^2 + c^2)}, \qquad (1)$$

unde:

$R = \dfrac{\textit{numărul liniilor de flux în prezența eșantionului}}{\textit{numărul liniilor de flux în absența eșantionului}}$;

a, b — razele bobinelor;

c — distanța de la fiecare bobină la placa conductoare, $c = \dfrac{d - t}{2}$;

d — distanța între bobine;

t — grosimea plăcii;

S — rezistența unei suprafețe pătrate egală cu unitatea;

$f = \dfrac{\omega}{2\pi}$ frecvența cîmpului magnetic;

μ — permeabilitatea materialului, care, pentru substanțe neferomagnetice, este egală cu $4\pi.10^{-7}\,\dfrac{\Omega \cdot s}{m}$.

Deoarece $S = \dfrac{\rho}{t}$, unde ρ este rezistivitatea materialului plăcii, (1) va lua forma:

$$R = \frac{3\rho\,(d - t)}{t\,\omega\,\mu\,\left[a^2 + b^2 + \frac{1}{4}(d - t)^2\right]}. \qquad (1')$$

Formulele (1) și (1′) sînt valabile pentru cazul în care cel puțin una din raze, a sau b, este de același ordin de mărime cu d.

Dispozitivul experimental

Acest dispozitiv constă dintr-un oscilator de frecvență variabilă, o bobină primară, o bobină secundară și un milivoltmetru electronic (fig. 1). Bobinele sînt dispuse coaxial și au razele de 2,3 și 2,4 mm, iar distanța între ele, deși reglabilă, s-a fixat la 6 mm. Lungimea bobinelor este de 2,6 și 2,7 mm. Numărul de spire al bobinei primare este 170, iar pentru cea secundară de 600, grosimea conductorului fiind de 0,12, respectiv 0,05 mm.

* Fiz. *M. Chirea* este cercetător la I.C.P.E., iar chim. *P. Roman* este șef de laborator la același institut.

** cap. 11, par. 13.

Bobina primară care este legată la oscilator induce în bobina secundară un semnal funcţie de frecvenţa oscilatorului, de distanţa între cele două bobine şi de tensiunea de alimentare a oscilatorului.

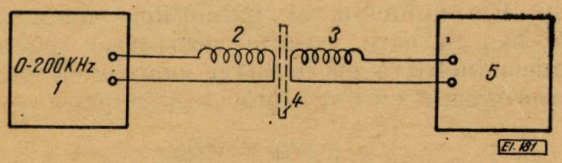


Fig. 1. Dispozitivul pentru măsurarea rezistivităţii electrice:
1 – oscilator de frecvenţă variabilă; *2* – bobina primară; *3* – bobina secundară; *4* – eşantionul de măsurat; *5* – milivoltmetru electronic.

Semnalul captat de bobina secundară se înregistrează la milivoltmetrul *5* la care aceasta se conectează.

Tensiunea de alimentare a oscilatorului se reglează astfel ca la frecvenţa la care ne-am fixat să corespundă un semnal ce se captează de bobina secundară care să indice capătul scalei de 0—10 mV al milivoltmetrului electronic.

Am folosit un oscilator Marconi 0—200 kHz şi un milivoltmetru electronic Tesla.

Dimensiunile bobinelor se aleg în funcţie de dimensiunea discului pentru care urmează să se efectueze determinarea.

Rezultate şi discuţii

Se poate folosi formula (1′) pentru determinări absolute de rezistivitate.

Metoda care s-a prezentat a fost folosită însă în mod curent ca o metodă relativă.

Etalonarea prealabilă se efectuează în felul următor: au fost alese nişte materiale de rezistivitate şi puritate cunoscute şi se caută ca pentru acestea, alegîndu-se dintre ele un standard, să se obţină pentru celelalte rezistivitatea corespunzătoare. Aceasta se reglează prin aranjarea corespunzătoare a frecvenţei oscilatorului.

Pentru două materiale diferite, cu formula (1′), se obţine:

$$\frac{\rho_2}{\rho_1} = \frac{R_2 (d - t_1) t_2 \left[a^2 + b^2 + \frac{1}{4}(d - t_2)^2 \right]}{R_1 (d - t_2) t_1 \left[a^2 + b^2 + \frac{1}{4}(d - t_1^2) \right]}.$$

Pentru t_1 puţin diferit de t_2 raportul:

$$\frac{a^2 + b^2 + \frac{1}{4}(d - t_2)^2}{a^2 + b^2 + \frac{1}{4}(d - t_1)^2}$$

este aproximativ egal cu unitatea, astfel că dacă ρ_x se consideră rezistivitatea materialului ce se determină, se obţine:

$$\rho_x = \rho_{etalon} \frac{R_x (d - t_{et}) t_x}{R_{et} (d - t_x) t_{et}}. \qquad (2)$$

S-a potrivit frecvenţa generatorului la 10 kHz şi funcţie de aceasta şi de distanţa între bobine, s-a reglat tensiunea de alimentare a oscilatorului astfel ca acul milivoltmetrului să indice capătul scalei de 0—10 mV.

S-au ales următoarele materiale: Cu, Al, Mo şi W, de grosime aproximativ 1 mm.

Cu ajutorul formulei (2), alegîndu-se drept etalon cuprul se obţin rezultatele din tabela 1.

Tabela 1

Material ales	Grosimea eşantionului, mm	Deviaţia, mV	Valori obţinute, μΩ.cm	Valori cunoscute în literatiură, μΩ cm [6]	Puritate
Cu (etalon)	1,07	1,25	—	1,75	99,7%
Al	1,12	2,1	3,0	2,85	99,6%
Mo	1,03	4,3	5,90	5,74	99,9%
W	0,98	4,3	5,45	5,64	99,9%

Au fost efectuate măsurări de rezistivitate la discuri sinterizate confecţionate din amestecuri de pulberi din wolfram şi argint în diferite procente.

Această metodă se aplică pentru determinarea de rezistivităţi la materiale conductoare neferomagnetice.

Eroarea dispozitivului se menţine în limite de 10%. Metoda are în schimb avantajul că este comodă şi foarte rapidă, aşa încît se poate adapta cu uşurinţă în liniile tehnologice de producţie.

Bibliografie

[1] *Verdi, C.* Back-up support plates for silicon wafers. In: Semiconductor products and Solid State Technology **8**, nr. 7, iulie 1965, p. 27—31.
[2] *Brown, A. C.* A non — contact resistivity meter. In: Journal of scientific Instruments **41**, nr. 7, iulie 1964, p. 472—473.
[3] *Bean, C. P.* ş.a. An Eddy-curent method for measuring the resistivity of metals. In: J. of Appl. Physics **30**, nr. 12, dec 1959, p. 1976—1981.
[4] *Margotin, P.* et *Durand, R.* Contrôle de la pureté des métaux par mesures de la resistivité à basse temperature. In: Les Mémoires Scientifiques de la Revue de Métallurgie, nr. 1, 4 ian 1962.
[5] *Smythe, W. R.* Static and Dynamic Electricity. New York, Mc. Graw-Hill Book Co., 1959.
[6] *Landolt — Börnstein.* Tabellen Phyiskalischen Grössen, 1958.

Intrat în redacţie la 22.VI.1966

Wattmetre magnetorezistive pentru curent continuu, fără erori de metodă

Avram Heler * — Timişoara

CZ 621.317.784.024 : 538.639

1. Multiplicatorul magnetorezistiv

Problema multiplicatoarelor magnetorezistive şi a caracteristicilor lor a fost tratată de autor într-o lucrare publicată recent [1]. Un astfel de multiplicator este realizat pe baza efectului magnetorezistiv, care consistă în modificarea rezistenţei electrice a unui metal sau semiconductor introdus într-un cîmp magnetic exterior.

Rezistenţa electrică între două puncte oarecare dintr-o placă metalică sau semiconductoare se modifică în cîmpul magnetic exterior, datorită a două cauze [1], [2].

a. Cîmpul magnetic exterior modifică conductivitatea materialului semiconductor. Acesta este aşa-numitul efect magnetorezistiv fizic sau efectul Gauss transversal pur şi este datorit abaterii valorii vitezelor electronilor de la valoarea medie care intervine în expresia forţei lui Lorentz. Efectul magnetorezistiv pur este mic, în general, şi depinde atît de mobilitatea materialului semiconductor, cît şi de valoarea inducţiei cîmpului magnetic exterior.

b. Cîmpul magnetic exterior modifică şi liniile de cîmp ale densităţii de curent din plăcuţele semiconductoare, de lungime comparabilă cu lăţimea, deci rezistenţa electrică a tuburilor liniilor de curent este funcţie de inducţia cîmpului magnetic. Fenomenul este cunoscut în literatură sub denumirea de efectul magnetorezistiv geometric şi este cu atît mai pronunţat decît cel fizic cu cît raportul lungime pe lăţime la plăcuţele semiconductoare este mai mic. (Electrozii de comandă sînt lipiţi pe toată muchia plăcuţei.)

Efectele magnetorezistive, fizic şi geometric, sînt două efecte ce se suprapun. De aceea, în acest articol, efectul magnetorezistiv se va considera drept efect rezultant.

Pentru diferite dimensiuni geometrice ale plăcuţelor semiconductoare şi diferite materiale semiconductoare, dependenţa dintre rezistenţa electrică şi inducţia cîmpului magnetic (obţinută experimental) este reprezentată calitativ în figura 1. Din această reprezentare calitativă a efectului magnetorezistiv rezultă că există două domenii.

a. Un domeniu al inducţiilor magnetice ($0 < B < B_0$), în care variaţia rezistenţei plăcuţei semiconductoare cu inducţia poate fi aproximată ca fiind pătratică şi deci se poate scrie [3], [4]:

$$\gamma_{iB} = \gamma_{i0} + m\,B. \qquad (1)$$

b. Un domeniu al inducţiilor magnetice ($B > B_0$), în care variaţia rezistenţei plăcuţei semiconductoare cu inducţia magnetică poate fi aproximată cu o dreaptă, deci se poate scrie:

$$\gamma_{iB} = \gamma_{iB0} + nB_B. \qquad (2)$$

În relaţiile (1) şi (2) s-au notat:

- γ_{iB} — rezistenţa plăcuţei semiconductoare, introdusă într-un cîmp magnetic, dar la temperatura mediului ambiant;
- γ_{i0} — rezistenţa plăcuţei semiconductoare, situată în afara oricărui cîmp magnetic, dar la temperatura mediului ambiant;
- γ_{iB0} — rezistenţa plăcuţei semiconductoare, situată într-un cîmp magnetic de inducţie magnetică B_0, dar tot la temperatura mediului ambiant;
- B_B — inducţia magnetică de lucru, care se suprapune peste B_0, pentru a asigura liniaritatea dependenţei lui γ_{iB} de acest B_B (2);
- m şi n — factori de proporţionalitate, denumiţi [1], [2] sensibilitatea multiplicatorului magnetorezistiv.

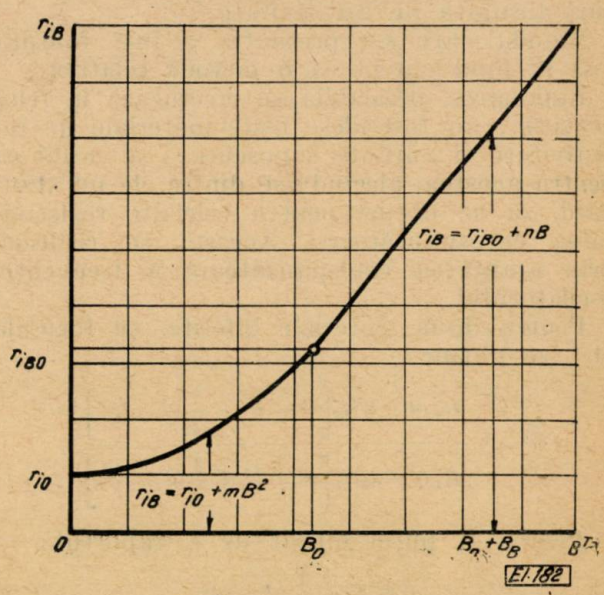


Fig. 1. Dependenţa $\gamma_{iB} = f(B)$.

Aşadar există două domenii distincte ale inducţiilor magnetice, domenii în care dependenţa, $\gamma_{iB} = f(B)$ este diferită. Primul domeniu este al inducţiilor mici ($B < B_0$), iar al doilea este al inducţiilor mari ($B > B_0$) sau $B = B_0 + B_B$. Corespunzător acestor domenii vom avea multiplicatoare magnetorezis-

* Dr. ing. *A. Heler* este conferenţiar la Facultatea de electrotehnică de la Institutul politehnic din Timişoara.

Notă. În tot articolul γ înlocuieşte litera r.

tive care funcţionează la inducţii magnetice mici sau mari.

În acest articol se va folosi numai multiplicatorul magnetorezistiv care funcţionează la inducţii magnetice mari.

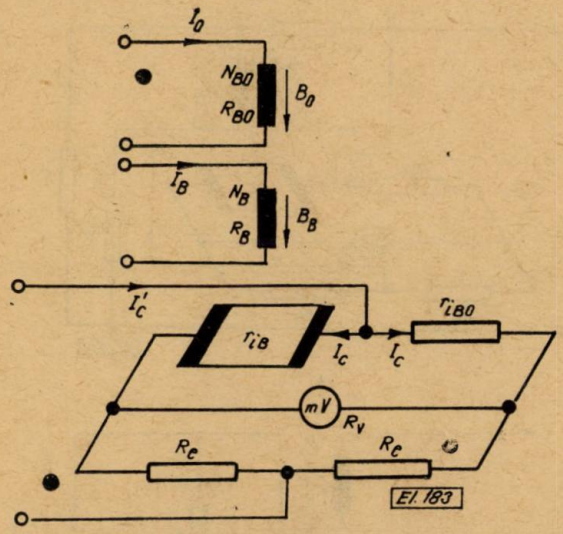


Fig. 2. Multiplicator magnetorezistiv, funcţionînd la inducţii mari.

Schema unui multiplicator magnetorezistiv funcţionînd la inducţii magnetice mari ($B = B_0 + B_B$) şi la care compensarea tensiunii de zero se face folosind metoda în punte [4], este reprezentată în figura 2.

Unul dintre braţele punţii este o rezistenţă ohmică obişnuită, dar de valoare γ_{iB0}, adică egală cu rezistenţa plăcuţei semiconductoare situată în cîmpul magnetic de inducţie magnetică B_0. Al doilea braţ îl constituie plăcuţa semiconductoare, a cărei rezistenţă γ_{iB} are expresia dată de relaţia (2).

Celelalte două braţe ale punţii le formează rezistenţele R_e, care sînt mult mai mari decît γ_{iB} şi γ_{iB0}, pentru ca I_c să nu depindă de ultimile două rezistenţe.

Instrumentul mV, a cărui rezistenţă interioară R_v este mare (în aşa fel încît curentul prin mV să fie neglijabil faţă de I_c) măsoară o tensiune:

$$U_v = I_c \gamma_{iB} - I_c \gamma_{iB0}. \qquad (3)$$

Înlocuind pe γ_{iB} cu valoarea sa dată de relaţia (2), se obţine:

$$U_v = n I_c B_B, \qquad (4)$$

care este aşa-numita [1], [2], tensiune Gauss.

Din expresia tensiunii Gauss (4), măsurată de instrumentul mV, rezultă caracterul de multiplicator. Tensiunea Gauss măsurată este o mărime proporţională cu produsul a două mărimi I_C B_B, factorul de proporţionalitate fiind sensibilitatea n a multiplicatorului magnetorezistiv.

2. Wattmetre magnetorezistive cu multiplicatorul funcţionînd la inducţii magnetice mari şi erorile de metodă ce le însoţesc

Din relaţia (4) se vede că tensiunea Gauss măsurată poate fi o măsură pentru puterea $P = U_b I$ dintr-un circuit de curent continuu, dacă una dintre mărimi (I_C sau B_B) va fi făcută proporţională cu curentul I, iar cealaltă (B_B sau I_C) cu tensiunea U_b. Rezultă necesitatea ca la orice wattmetru magnetorezistiv, caracteristica magnetică a multiplicatorului să fie liniară, adică $B_B = K_N N_B I_B$.

Într-o lucrare recentă [5], autorul a propus realizarea wattmetrelor magnetorezistive cu multiplicatorul funcţionînd la inducţii magnetice mari după una din schemele originale prezentate în figura 3.

Wattmetrele magnetorezistive realizate pe baza acestor scheme au fost analizate din punctul de vedere al erorilor de metodă în [5]. În tabela 1 sînt prezentate erorile de metodă pentru fiecare schemă. Prin R_{ab} s-a notat rezistenţa echivalentă dintre punctele a şi b din figura 3,a.

Tabela 1

Schema propusă (figura)	Puterea de măsurat	Puterea măsurată prin măsurarea tensiunii Gauss	Eroarea absolută de metodă	Eroarea relativă de metodă ε, %
3a	$U_b I$	$U_b I + I^2 R_{ab}$	$I^2 R_{ab}$	$\frac{R_{ab}}{R} 100$
3b	$U_b I$	$U_b I + U_b I_B$	$U_b I$	$\frac{R_{ab}}{R_B + R_U} 100$
3c	$U_b I$	$U_b I + I^2 R_B$	$I^2 R_B$	$\frac{R_B}{R} 100$
3d	$U_b I$	$U_b I + U_b I_c'$	$U_b I_c'$	$\frac{2R}{2R_c + R_e} 100$

Așadar, toate wattmetrele magnetorezistive realizate pe baza schemelor propuse în figura 3 sînt însoțite de erori de metodă, care sînt cu atît mai mari cu cît puterile de măsurat sînt mai mici. Pentru a avea erori de metodă cît mai mici, autorul recomandă [5] realizarea wattmetrelor magnetorezistive după schemele din figura 3, a și 3,c pentru cazul puterilor consumate la tensiuni mari și curenți mici, respectiv pe baza schemelor din figura 3, b și 3, d pentru cele consumate la tensiuni mici și curenți mari.

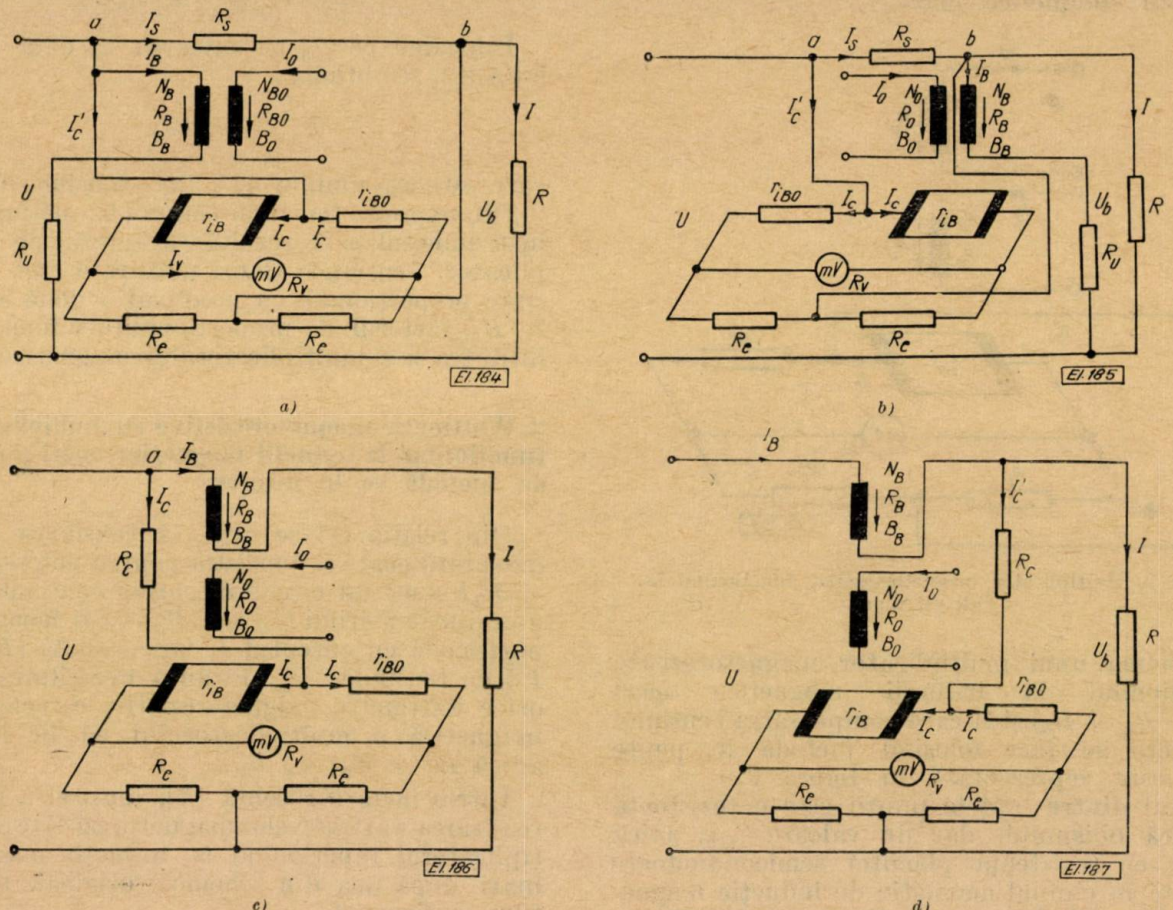


Fig. 3. Scheme de wattmetre magnetorezistive cu erori de metodă.

Cu astfel de wattmetre nu pot fi măsurate cu precizie corespunzătoare puteri mici, de ordinul de mărime al puterilor consumate de circuitele de curent, respectiv de tensiune ale acestor wattmetre.

Pentru eliminarea acestor neajunsuri, autorul a conceput, realizat și experimentat scheme pentru wattmetre magnetorezistive la care erorile de metodă sînt nule.

3. Wattmetre magnetorezistive cu multiplicatorul funcționînd la inducții magnetice mari, fără erori de metodă

a. O primă schemă de wattmetru magnetorezistiv fără erori de metodă este reprezentată în figura 4. Această schemă diferă de cea din figura 3,a prin faptul că rezistența șunt R_S sau parte din ea este bobinată sub forma a N_S spire pe miezul circuitului magnetic al multiplicatorului magnetorezistiv folosit.

Multiplicatorul funcționează la inducții magnetice mari. Cele N_S spire sînt astfel bobinate și parcurse de curentul I_S încît produc, în întrefierul în care se găsește plăcuța semiconductoare, un cîmp magnetic de inducție B_S opus lui B_B și B_0.

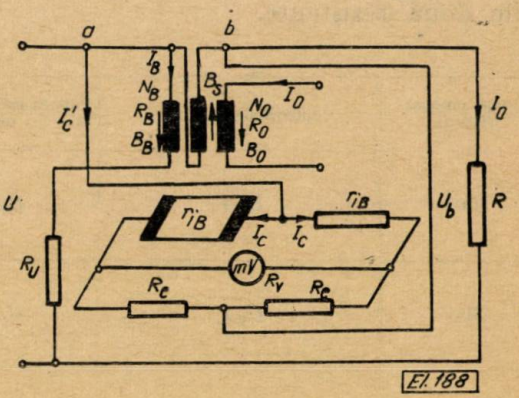


Fig. 4. Schemă de wattmetru magnetorezistiv fără erori de metodă.

În aceste condiții, peste inducția magnetică B_0, constantă în timp, se suprapune o inducție magnetică $B_B - B_S$. Cu alte cuvinte, pentru tensiunea Gauss, măsurată de mV, se poate scrie :

$$U_v = nI_c\{B_B - B_S\}. \tag{5}$$

Presupunînd caracteristica magnetică liniară pentru circuitul magnetic al multiplicatorului folosit (condiție necesară la orice multiplicator magnetorezistiv), pentru cele două inducții magnetice se poate scrie :

$$B_B = K_N N_B I_B = K_N N_B \left\{\frac{U_b}{R_B + R_u} + \frac{R_{ab}}{R_B + R_u} I\right\} \tag{6}$$

$$B_S = K_N N_S I_S = K_N N_S \frac{R_{ab}}{R_S} I,$$

în care :

K_N este factorul de proporționalitate dintre inducție și amperspire, la caracteristica magnetică liniară ;

N_B, N_S — numărul de spire al bobinelor de excitație ;

R_B, R_S — rezistențele electrice ale acestor bobine ;

R_u — rezistența adițională în circuitul de tensiune al wattmetrului, cu ajutorul căreia se poate schimba domeniul de tensiune ;

R_{ab} — rezistența echivalentă între punctele a și b ale schemei propuse, neglijîndu-se γ_{iB} și γ_{iL0} față de R_e și considerînd R_v foarte mare, așa fel ca să se poată neglija curentul prin mV față de I_c ;

U_b și I — tensiunea, respectiv curentul, din circuitul a cărui putere se măsoară.

Pentru curentul de comandă I_c, care străbate plăcuța semiconductoare a multiplicatorului magnetorezistiv folosit, cu neglijările precizate mai sus, se poate scrie :

$$I_c = \frac{R_{ab}}{R_e} I. \tag{7}$$

Înlocuind pe (6) și (7) în (5), pentru tensiunea Gauss măsurată se obține expresia :

$$U_v = n \frac{R_{ab}}{R_e} K_N \left\{\frac{N_B}{R_B + R_u} U_b I + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{N_B}{R_B + R_u} - \frac{N_s}{R_s}\right) I^2 R_{ab}\right\}, \tag{8}$$

din care rezultă că tensiunea Gauss măsurată poate fi proporțională numai cu puterea de măsurat $P = U_b I$, dacă prin parametrii schemei propuse se asigură ca :

$$\frac{N_B}{R_B + R_u} = \frac{N_s}{R_s}. \tag{9}$$

O dată îndeplinită această condiție, tensiunea Gauss măsurată se scrie sub forma :

$$U_v = K_{pa} P, \tag{10}$$

unde :

$$K_{pa} = n \frac{R_{ab}}{R_e} \cdot \frac{K_N N_B}{R_B + R_u}$$

este o constantă la schema dată.

Se poate trage concluzia că, prin tensiunea Gauss măsurată de mV, cu satisfacerea condiției dată de relația (9), se poate măsura numai puterea $P = U_b I$, erorile de metodă fiind deci nule.

Precizia unui astfel de wattmetru magnetorezistiv, realizat pe baza schemei propuse în figura 4, cu satisfacerea relației (9), este, practic, precizia cu care se măsoară tensiunea Gauss U_v, în expresia căreia intră puterea de măsurat, $P = U_b I$.

b. Pentru măsurarea, fără erori de metodă, a unei puteri $P_g = U_g I_g$ furnizată de o sursă de tensiune continuă, autorul propune realizarea unui wattmetru magnetorezistiv, folosind schema originală din figura 5.

Această schemă diferă de cea din figura 4 prin faptul că circuitul de tensiune al wattmetrului (care este circuitul de excitație al multiplicatorului) este conectat în montaj aval față de circuitul de curent (care este circuitul de comandă al multiplicatorului), iar inducția magnetică B_s are același sens ca și B_B, respectiv B_0.

Păstrînd notațiile de la schema din figura 4 și făcînd aceleași neglijări (γ_{iB} și γ_{iL0} față de R_e, respectiv curentul prin mV față de I_c),

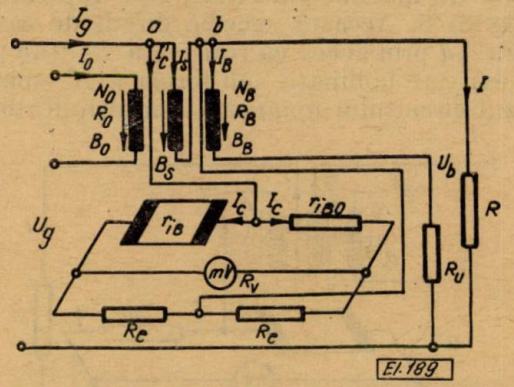


Fig. 5. Schemă de wattmetru magnetorezistiv fără erori de metodă.

pentru noua schemă se poate scrie tensiunea Gauss măsurată sub forma :

$$U_v = nI_c\{B_B + B_s\}, \tag{11}$$

în care :

$$I_c = \frac{R_{ab}}{R_e} I_g$$

$$B_B = K_N N_B I_B = K_N N_B \left\{\frac{U_g}{R_B + R_u} - \frac{R_{ab}}{R_B + R_u} I_g\right\}$$

$$B_s = K_N N_S I_S = K_N N_S \frac{R_{ab}}{R_S} I_g. \tag{12}$$

Înlocuind pe (12) în (11), se obține :

$$U_v = n \frac{R_{ab}}{R_e} \cdot \frac{K_N N_B}{R_B + R_u} U_g I_g +$$

$$+ n \frac{R_{ab}}{R_e} K_N \left\{ \frac{N_s}{R_s} - \frac{N_B}{R_B + R_u} \right\} I_g^2 R_{ab}. \quad (13)$$

Dacă prin parametrii schemei propuse se satisface condiția :

$$\frac{N_s}{R_s} = \frac{N_B}{R_B + R_u} \quad (14)$$

(condiție identică cu (9)), atunci tensiunea Gauss măsurată devine o măsură pentru puterea $P_g = U_g I_g$, furnizată de sursă, adică :

$$U_v = K_{pb} P_g, \quad (15)$$

unde :

$$K_{pb} = n \frac{R_{ab}}{R_e} \cdot \frac{K_N N_B}{R_B + R_u}$$

este o constantă la schema dată.

Precizia unui astfel de wattmetru, la care erorile de metodă sînt nule, este, practic, precizia cu care se măsoară tensiunea Gauss, U_v, în expresia căreia intră puterea furnizată de sursă $P_g = U_g I_g$.

c. O altă schemă concepută de autor, la care erorile de metodă sînt nule, este reprezentată în figura 6. Această schemă diferă de cea din figura 3,*d* prin aceea că rezistența R_c (sau parte din ea) este bobinată sub forma a N_c spire pe miezul circuitului magnetic al multiplicatorului

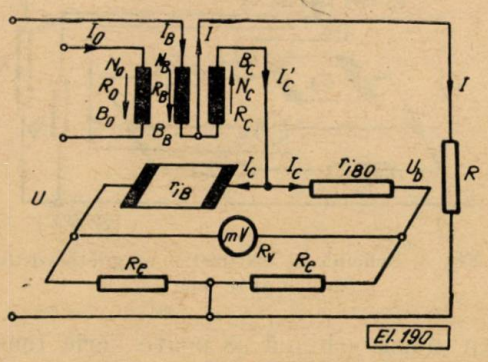


Fig. 6. Schemă de wattmetru magnetorezistiv fără erori de metodă

folosit, așa fel încît cele $N_c I_c$ amperspire produc în întrefier o inducție magnetică B_c opusă lui B_B, respectiv lui B_0.

Pentru tensiunea Gauss U_v, măsurată de mV (folosind aceleași neglijări ca la schemele anterioare), se poate scrie :

$$U_v = n I_c \{B_B - B_c\}, \quad (16)$$

în care :

$$I_c = \frac{U_b}{2R_c + R_e}$$

$$B_B = K_N N_B I_B = K_N N_B \left\{ I + \frac{2U_b}{2R_c + R_e} \right\}$$

$$B_c = K_N N_c I'_c = K_N N_c \frac{2U_b}{2R_c + R_e}. \quad (17)$$

Înlocuind pe (17) în (16), tensiunea Gauss se scrie :

$$U_v = n \frac{K_N N_B}{2R_c + R_e} \cdot U_b I + n \frac{K_N}{2R_c + R_e} (N_B - N_c) \frac{2U_b^2}{2R_c + R_e}. \quad (18)$$

Dacă prin construcție se asigură ca :

$$N_B = N_c, \quad (19)$$

atunci tensiunea Gauss măsurată, U_v, este :

$$U_v = K_{pc} P, \quad (20)$$

unde :

$$K_{pc} = n \frac{K_N N_B}{2R_c + R_e}$$

este o constantă la schema dată.

Așadar și wattmetrul magnetorezistiv realizat după schema din figura 6, asigurîndu-se constructiv ca $N_B = N_c$, măsoară puterea $P = U_b I$ fără erori de metodă. Precizia unui astfel de wattmetru este, practic, precizia cu care se poate măsura tensiunea Gauss.

d. Un wattmetru magnetorezistiv cu care se măsoară fără erori de metodă puterea $P_g = U_g I_g$, furnizată de o sursă de tensiune continuă, poate fi realizat pe baza schemei originale reprezentată în figura 7. Această schemă diferă de cea din figura 6 prin faptul că circuitul de tensiune al wattmetrului este conectat înaintea celui de curent, iar inducția magnetică B_c, produsă de cele $N_c I_c$ amperspire, are același sens ca și B_B, respectiv B_0.

Pentru tensiunea Gauss, U_v, măsurată de mV (făcînd aceleași neglijări ca la schemele de mai sus), în cazul schemei din figura 7, se poate scrie :

$$U_v = n I_c \{B_B + B_c\}, \quad (21)$$

unde :

$$I_c = \frac{U_g}{2R_c + R_e}$$

$$B_B = K_N N_B I_B = K_N N_B \left\{ I_g - \frac{2U_g}{2R_c + R_e} \right\} \quad (22)$$

$$B_c = K_N N_c I'_c = K_N N_c \frac{2U_g}{2R_c + R_e}.$$

Dacă se înlocuiesc relaţiile (22) în (21), atunci tensiunea Gauss măsurată poate fi scrisă în forma :

$$U_v = n\frac{K_N N_B}{2R_c + R_e} U_g I_g + n\frac{K_N}{2R_c + R_e}(N_c - N_B)\frac{2U_g^2}{2R_c + R_e}. \quad (23)$$

De aici rezultă că, prin măsurarea lui U_v, se poate măsura, fără erori de metodă, puterea

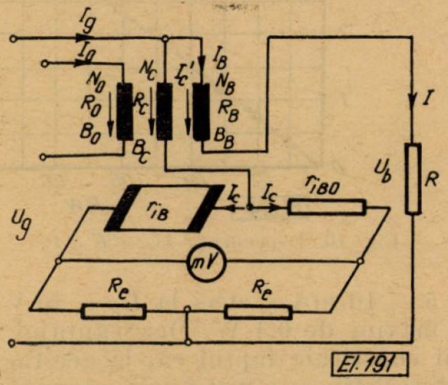


Fig. 7. Schemă de wattmetru magnetorezistiv fără erori de metodă.

$P_g = U_g I_g$, furnizată de sursa de tensiune continuă, dacă prin construcţie se asigură îndeplinită condiţia :

$$N_c = N_B. \quad (24)$$

Cu această condiţie îndeplinită, tensiunea Gauss măsurată se scrie :

$$U_v = K_{pd} P_g, \quad (25)$$

unde :

$$K_{pd} = n\frac{K_N N_B}{2R_c + R_e}$$

este o constantă la schema dată.

Şi la acest wattmetru magnetorezistiv, precizia sa este, practic, precizia cu care se măsoară tensiunea Gauss U_v, care este o măsură pentru puterea $P_g = U_g I_g$.

Literatura de specialitate, consultată de autor [3], [4], [6], [7], [8] şi [9], nu analizează scheme de wattmetre magnetorezistive pentru curent continuu din punctul de vedere al erorilor de metodă. De asemenea, nu sînt indicate posibilităţile de măsurare fără erori de metodă a puterii electrice din circuitele de curent continuu, folosind wattmetre magnetorezistive.

4. Rezultate experimentale

Folosind materiale semiconductoare (In Sb) de provenienţă indigenă, autorul a confecţionat multiplicatoare magnetorezistive cu ajutorul cărora a realizat wattmetre fără erori de metodă.

a. Primul wattmetru magnetorezistiv fără erori de metodă a fost realizat pe baza schemei din figura 4. Parametrii schemei folosite au fost :

$N_B = 1\,000$ spire ; $N_S = 40$ spire ; $N_0 = 1\,000$ spire ;
$R_e = 13\,\Omega$; $R_B = 67\,\Omega$; $R_S = 2{,}68\ \Omega$;
$R_0 = 9{,}33\,\Omega$; $\gamma_{iB0} = 0{,}87\,\Omega$; $R_u = 0\,\Omega$.

Din rezistenţa R_S, o parte (0,28 Ω) reprezintă rezistenţa celor N_S spire, iar cealaltă (2,4 Ω) este o rezistenţă adiţională în serie cu cele N_S spire.

Cu aceşti parametri ai schemei s-a asigurat îndeplinirea condiţiei :

$$\frac{N_B}{R_B + R_u} = \frac{N_S}{R_S}; \quad \frac{1\,000}{67 + 0} = \frac{40}{2{,}68} = 14{,}95,$$

necesară pentru ca schema să fie lipsită de erori de metodă.

În figura 8 este reprezentată dependenţa dintre tensiunea Gauss măsurată şi puterea calculată din $P = U_b I$ (măsurînd pe U_b şi I), obţinută experimental cu wattmetrul realizat după această schemă şi care are domeniile 25 V şi 1 A. La acest wattmetru, erorile de metodă sînt nule, indiferent de domeniile de curent şi

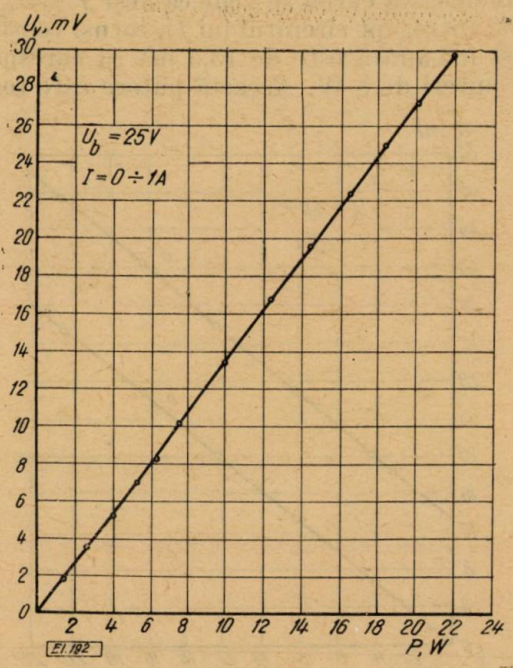


Fig. 8. Dependenţa $U_v = K_{pa} P$.

tensiune, autorul măsurînd cu el şi puteri mai mici decît 1 W.

Wattmetrul magnetorezistiv realizat prezintă dezavantajul că la schimbarea domeniului de curent (schimbarea valorii lui R_S) şi la schimbarea domeniului de tensiune (schimbarea lui

R_u), parametrii schemei trebuie astfel schimbați încît să se păstreze satisfăcută relația :

$$\frac{N_B}{R_B + R_u} = \frac{N_S}{R_S}.$$

b. Al doilea wattmetru magnetorezistiv fără erori de metodă a fost realizat de autor, folosind schema propusă în figura 6. Parametrii acestei scheme sînt :

N_B=1 000 spire; R_B= 9,33 Ω; R_e= 13 Ω;

N_0=2 000 spire; R_0 =112,8 Ω; γ_{iB0}=0,87 Ω;

N_c =1 000 spire; R_c = 67 Ω.

Acești parametri satisfac condiția $N_B = N_c$, necesară pentru ca schema de wattmetru să fie lipsită de erori de metodă.

Pentru a limita curentul I_c din plăcuța semiconductoare sub valoarea sa nominală (valoare dată de condițiile de încălzire [1]) s-a introdus în serie cu R_c o rezistență adițională, astfel ca pentru un domeniu de tensiune al wattmetrului de 40 V, rezistența totală a circuitului de comandă să fie 200 Ω.

În figura 9, curba *a* reprezintă $U_v = K_{pc} U_b I$, atunci cînd rezistența R_c nu este bobinată. Este cazul unui wattmetru magnetorezistiv cu erori de metodă, realizat pe baza schemei din figura 3,*d*.

Din această curbă se vede că deși $P = U_b I = 0$ (a fost întrerupt circuitul lui I), totuși tensiunea Gauss măsurată este de 13,5 mV și corespunde unei puteri de 8 W. Această putere este tocmai

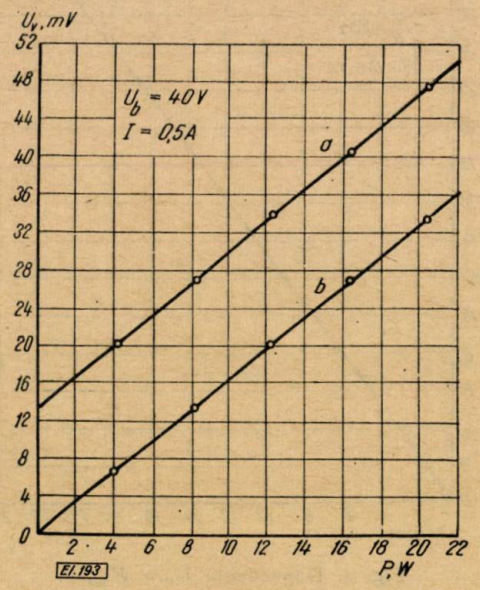


Fig. 9. Dependența $U_v = K_{pc} P$.

puterea consumată în circuitul de tensiune al wattmetrului, adică în circuitul lui I_c'. Într-adevăr, la U_b = 40 V și o rezistență totală în acest circuit de 200 Ω, curentul I_c' = 0,2 A și deci puterea $P_c = U_b I_c = 40 \times 0{,}2 = 8$ W. Erorile de metodă în acest caz sînt foarte mari și un astfel de wattmetru magnetorezistiv nu poate fi folosit la măsurarea unor puteri mici. Puterea P_c poate fi mult micșorată printr-o alegere corespunzătoare a elementelor schemei. Astfel, de exemplu, dacă plăcuța semiconductoare este din Ge-n, atunci I_c' nu poate

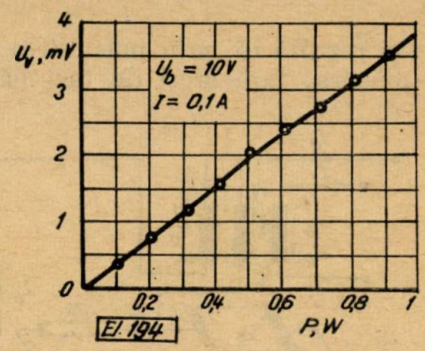


Fig. 10. Dependența $U_v = K_{pc} P$.

depăși 5 — 10 mA și deci la U_b = 40 V rezultă un P_c maxim de 0,4 W. Dezavantajul folosirii Ge-n îl constituie faptul că, la acesta, efectul magnetorezistiv este mai puțin pronunțat decît la InSb și deci wattmetrul realizat este mai puțin sensibil.

Curba *b* din figura 9 reprezintă dependența $U_v = K_{pc} U_c I$ pentru wattmetrul fără erori de metodă realizat după schema din figura 6, adică R_c este bobinată sub forma a N_c spire. Această dependență este liniară, pentru wattmetru, obținîndu-se o sensibilitate de 0,6 W/mV, adică K_{pc} = 1,66 mV/W.

c. Autorul a realizat și experimentat wattmetre magnetorezistive fără erori de metodă, folosind schema propusă în figura 6 și pentru puteri mai mici decît 1 W. Dependența $U_v = K_{pc} U_b I$ pentru un astfel de wattmetru magnetorezistiv, avînd domeniile 10 V și 0,1 A este reprezentată în figura 10. Pentru acest wattmetru s-a obținut o sensibilitate de 0,257 W/mV, adică K_{pc} = 3,894 mV/W.

Asemenea wattmetre magnetorezistive, la care erorile de metodă sînt nule, pot fi folosite la înregistrarea puterilor electrice, înregistrînd tensiunea Gauss, care reprezintă o măsură a puterii electrice.

Toate măsurătorile efectuate cu wattmetrele magnetorezistive s-au făcut în condiții de temperatură neschimbate (temperatura mediului ambiant, 22°C). În cazul unor condiții de temperatură care se modifică în timp, influența temperaturii asupra tensiunii Gauss poate fi compensată prin una dintre metodele de compensare propuse de autor [10], [11] pentru multiplicatorul Hall.

Tensiunea Gauss a fost măsurată cu un galvanometru cu spot interior, avînd rezistența interioară R_v = 100 000 Ω, deci suficient de mare ca să se poată neglija curentul prin el față de curentul din plăcuța semiconductoare.

În cazul puterilor mari, etalonarea wattmetrelor magnetorezistive s-a făcut cu ajutorul unor wattmetre tip Siemens-Halske, de clasă 0,2. Pentru cazul puterilor mici, etalonarea s-a făcut calculînd puterea $P = I^2R$, curentul I fiind măsurat cu un ampermetru de clasa 0,2, iar rezistența R a fost o rezistență etalon. În toate cazurile, erorile wattmetrelor magnetorezistive față de puterile indicate de wattmetrele tip Siemens-Halske, respectiv față de puterile calculate, au fost sub 1%.

5. Concluzii

a. Multiplicatoarele magnetorezistive pot fi folosite în anumite scheme electrice la măsurarea, fără erori de metodă, a puterilor electrice din circuitele de curent continuu. Tensiunea Gauss fiind proporțională cu produsul a două mărimi (curentul de comandă I_c și inducția magnetică de excitație B_B), poate fi o măsură a puterii $P = U_b I$.

b. Wattmetrele magnetorezistive fără erori de metodă au consum propriu, dar acest consum propriu nu apare în expresia tensiunii Gauss, aceasta fiind proporțională numai cu puterea de măsurat, adică $U_v = K_p U_b I$. Dimensionînd corespunzător schemele de wattmetre magnetorezistive, se pot obține wattmetre fără erori de metodă, cu consum propriu foarte mic în circuitul de tensiune, respectiv cădere de tensiune mică în circuitul de curent, mai mică chiar decît la unele wattmetre obișnuite.

c. Cu wattmetrele magnetorezistive fără erori de metodă se pot măsura puteri mici, mult sub 1 W, precizia unor astfel de wattmetre fiind, practic, precizia cu care se măsoară tensiunea Gauss.

d. Față de celelalte tipuri de wattmetre și metode de măsurare a puterilor electrice în circuitele de curent continuu, se relevă următoarele calități ale wattmetrelor magnetorezistive [5]:

— sensibilitatea poate fi mare la schemă, corespunzător dimensionată și cu material semiconductor bine ales pentru realizarea multiplicatorului magnetorezistiv;

— folosind un amplificator, puterea de măsurat poate fi ușor telemăsurată. De asemenea, poate fi folosită ca mărime de comandă în sisteme automate, constanta de timp fiind mică;

— cu ajutorul acestor wattmetre se poate înregistra puterea electrică din circuitele de curent continuu, înregistrînd tensiunea Gauss. Asemenea wattmetre au un timp de răspuns foarte scurt, practic instantaneu;

— wattmetrele magnetorezistive sînt robuste, au o durată de funcționare nelimitată, neavînd elemente componente mobile care să se uzeze.

e. Wattmetrele magnetorezistive fără erori de metodă completează în mod avantajos celelalte metode de măsurare a puterii electrice din circuitele de curent continuu. Aceste wattmetre constituie o noutate în tehnica măsurării puterilor.

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Multiplicatoare magnetorezistive și caracteristicile lor. In: Metrologia aplicată, nr. 12, 1966.

[2] *Heler, A.* Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materialele semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat. Institutul politehnic Timișoara, decembrie 1966.

[3] *Strutt, M. J.* și *Sun-Su-Fo.* Wattmètre polyphazé basé sur la variation de résistance des semiconducteurs. In: Bul. A.S.F., vol. **50**, nr. 10, 9 mai 1959, p. 452—458.

[4] *Mazurov, M. E.* O necatorîh primeneniah galvanomagnitnîh efectov v poluprovodnikah. In: Avtomatica i telemehanica, tom. XXIII, nr. 10, 1962, p. 1352—1361.

[5] *Heler, A.* Contribuții privind folosirea multiplicatorului magnetorezistiv la măsurarea puterii electrice în circuitele de curent continuu. Lucrare susținută în cadrul comunicărilor prezentate cu ocazia sărbătoririi centenarului introducerii sistemului metric în România. București, 12—14 septembrie 1966.

[6] *Bogomolov, V. N.* Ustroistva s datcikami Holla i datcikami magnitosoprotivlenia. Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1961.

[7] *Sun-Su-Fo.* Magnetoresistance: better than Hall effect multipliers. In: Electronics, vol. **37**, nr. 15, 6 aprilie 1964, p. 66—70.

[8] *Kataoka, S.* Multiplying action of the magnetoresistance effect in semiconductors and its application to power measurements. In: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. III, nr. 11, 1964, p. 1937—1947.

[9] *Kataoka, S.* Magnetoresistance microwave wattmeter. In: Proc. Inst. Elect. Electronics Engrs., nr. 51, 1963, p. 380.

[10] *Șora, C.* și *Heler, A.* Contribuții privind compensarea influenței temperaturii asupra tensiunii Hall. In: Electrotehnica, nr. 12, 1966, p. 449—454.

[11] *Heler, A.* O nouă metodă de termocompensare a multiplicatorului Hall. În: Metrologia aplicată, vol. **14**, nr. 3, 1967.

Intrat în redacție la 15.I.1967.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Prafuri de presare electrotehnice rezistente în climate deosebite

Grigore Nicola, Ecaterina Pîrligras şi Tony Simionescu* — Bucureşti

CZ 621.315.617.2.004.44

Condiţiile deosebite ale mediului în care sînt exploatate unele aparate electrice determină alegerea materialelor adecvate pentru a le asigura buna funcţionare. Este cunoscut faptul că, pentru căldura umedă, piesele din praf de presare fenolformaldehidic cu umplutură organică nu sînt indicate, deşi performanţele acestor materiale sînt mari în condiţiile mediului obişnuit [1].

De asemenea, este cunoscut faptul că, deşi prin diferite modificări de răşini şi prin înlocuirea umpluturii organice cu umplutură neorganică se îmbunătăţeşte rezistenţa acestor materiale de presare la umiditate, nu rezistă totuşi la acţiunea radiaţiilor solare în cazul utilizării în climat tropical, în aer liber. Pentru astfel de scopuri prafurile de presare melaminoformaldehidice sînt superioare, fiind cunoscută sensibilitatea redusă a acestor răşini la radiaţia solară şi la umiditate [2], [3]. Totodată, aceste prafuri de presare sînt caracterizate prin rezistenţă mare la arc, rezistenţă la curenţi de scurgere, şi prin bune proprietăţi mecanice [4], [5].

Prafurile de presare melaminoformaldehidice au însă o contracţie mai mare la presare, comparativ cu cele fenolformaldehidice. Astfel pentru realizarea pieselor cu profil complicat se pune problema modificării acestei răşini. Caracteristicile mecanice şi electrice ale produsului obţinut cu răşină modificată nu au prezentat variaţii importante faţă de produsul obţinut cu răşina melaminoformaldehidică nemodificată [6].

Ţinînd seamă de aceste considerente, I.C.P.E., împreună cu Combinatul chimic „Victoria", a depus eforturi pentru a obţine şarje experimentale din praf de presare melaminoformaldehidic în staţia pilot a combinatului, folosind ca umplutură alfa celuloză sau azbest.

Răşina melaminică, folosită pentru obţinerea acestor prafuri, a avut următoarele caracteristici :

substanţe nevolatile la 100°C	59%;
densitate la 20°C	1,215;
formaldehidă liberă	0,26%;
durata de conservare la 23—28°C	30 zile;
solubilitatea în apă**	1/5 cm³.

Amestecul pentru materialul de presare a fost compus din:

răşină melaminică (soluţie)	100 părţi;
umplutură (de celuloză sau azbest)	40 părţi;
colorant	0,002 părţi (raportat la răşină);
stearină	1,1 părţi (raportat la răşină).

Modul de lucru a constat în malaxarea umpluturii împreună cu soluţia de răşină, timp de o oră, după care s-au adăugat colorantul şi stearina (aceasta din urmă în stare topită). După omogenizare, amestecul s-a uscat pînă în momentul cînd, răcit la temperatura camerei, s-a întărit, dar răşina şi-a mai păstrat încă solubilitate în apă.

O altă serie de materiale de presare au fost obţinute cu răşina melaminoformaldehidică modificată. Caracteristicile acesteia au fost :

substanţe nevolatile la 100°C	50%;
solubilitate în alcool*	1/5 cm³;
durata de conservare la 23—30°C	180 zile.

Cu răşină modificată s-au realizat amestecuri de presare avînd următoarea compoziţie:

răşină melaminică modificată	100 părţi;
umplutură	35 părţi;
colorant	0,00125 părţi (raportat la răşină);
stearină	1 părţi (raportat la răşină).

Procedeul de obţinere a fost acelaşi.

Cu răşină modificată şi nemodificată s-au realizat prafurile de presare avînd caracteristicile prezentate în tabela 1.

Din materialele de presare obţinute s-au executat epruvete pentru determinarea proprietăţilor fizico-mecanice.

Dimensiunile epruvetelor pentru măsurarea rezistenţei la încovoiere au fost de $120 \times 15 \times 10$ mm, iar ale epruvetelor pentru rezistenţa la compresiune de $15 \times 15 \times 10$ mm.

Proprietăţile electrice în condiţii normale şi după menţinere la căldură umedă, absorbţia de umiditate, cum şi rezistenţa la radiaţii solare s-au determinat pe discuri cu diametrul de 100 mm şi cu grosimea de 3 mm.

Epruvetele s-au presat în condiţii specifice fiecărui tip de răşină în modul următor :

prafurile de presare melaminoformaldehidice cu răşină nemodificată, în următoarele condiţii :

presiune 350 kgf/cm²;
temperatură 145 ±5°C;
timp 30 — 80 s/mm.

Prafurile de presare melaminoformaldehidice cu răşină modificată s-au presat în următoarele condiţii :

presiunea 400 ± 50 kgf/cm²;
temperatura 150 ±5° C;
timpul 40 — 120 s/mm.

* *Gr. Nicola* este inginer principal la F.C.M.E., ing. *Ec. Pîrligras* este şef de laborator la I.C.P.E., iar ing. *T. Simionescu* este cercetător principal la I.C.P.E.

** Numărul de cm³ de apă la care începe să se tulbure 1 cm³ de soluţie de răşină melaminică.

* Numărul de cm³ de alcool la care începe să se tulbure 1 cm³ de soluţie de răşină melaminică modificată.

Analizînd rezultatele obținute prezentate în tabela 1, comparativ cu acelea obținute pe același material în condiții de laborator [4], se constată că valorile lor sînt egale sau superioare.

Ținînd seamă că prafurile de presare pe bază de rășini melaminoformaldehidice sînt utilizate pentru piese care intră în construcția utilajelor electrotehnice, solicitate în medii de căldură umedă sau care suportă acțiunea radiațiilor solare, s-au executat încercări în acest scop pe epruvete din prafurile de presare arătate în tabelele 1 și 2.

Tabela 1

Proprietățile fizico-mecanice ale prafurilor de presare melaminoformaldehidice și melaminoformaldehidice modificate

Denumirea caracteristicii	Metoda de încercare	Tipul prafului de presare*					
		MFCn	MFCg	MFCa	MFA	MFMC	MFMA
Construcția la presare, %	STAS 5795–58	0,40–0,55	0,35–0,50	0,35–0,45	0,25–0,35	0,25–0,35	0,20–0,30
Rezistența la încovoiere, kgf/cm²	STAS 5873–58	837,6	904,5	910	627,6	737,6	801,5
Rezistența la compresiune, kgf/cm²	STAS 5874–58	>2 000	>2 000	>2 000	>2 000	>2 000	>2 000
Rezistența la șoc (rezilienta), kgf/cm²	STAS 5801–58	7,1	7,5	7,3	6	6,1	6,7
Stabilitate termică Martens, °C	STAS 6174–60	170	185	180	175	180	191
Rezistența la foc (incandescența)	DIN 53480	3	3	3	4	2–3	4
Absorbția de umiditate**, %							
– după 3 cicluri;		0,47	0,45	0,39	0,38	0,41	0,37
– după 56 cicluri;		2,26	1,92	1,88	2,23	1,57	1,39
– după 112 cicluri		–	2,19	2,29	2,37	1,95	1,48

* MFCn – melaminoformaldehidic fără colorant cu umplutură alfa celuloză.
MFCg – melaminoformaldehidic cu colorant galben cu umplutură alfa celuloză.
MFCa – melaminoformaldehidic cu colorant albastru cu umplutură alfa celuloză.
MFA – melaminoformaldehidic fără colorant cu umplutură azbest.
MFMC – melaminoformaldehidic cu rășină modificată fără colorant cu umplutură alfa celuloză.
MFMA – melaminoformaldehidic cu rășină modificată fără colorant cu umplutură azbest.
** Determinarea s-a efectuat, menținîndu-se epruvetele în mediu de căldură umedă, conform STAS 6745–63, tip A.

Tabela 2

Variația tangentei unghiului de pierderi dielectrice a constantei dielectrice și comportarea față de formarea curenților de scurgere a prafurilor de presare melaminoformaldehidice și melaminoformaldehidice modificate și condiționate la căldură umedă

Denumirea caracteristicii	Metoda de încercare	Tipul de praf de presare					
		MFCn	MFCg	MFCa	MFA	MFMC	MFMA
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz :	STAS 2740–60						
– în condiții normale		0,112	0,098	0,078	0,479	0,077	0,483
– după 56 cicluri		0,468	0,221	0,164	1,100	0,246	0,808
– după 112 cicluri		–	0,352	0,273	–	0,358	0,840
Constanta dielectrică la 50 Hz :	STAS 2740–60						
– în condiții normale		8,20	8,30	6,41	78,90	7,26	70,32
– după 56 cicluri		–	9,80	8,57	–	9,05	–
– după 112 cicluri		–	14,54	13,90	–	13,96	–
Comportarea față de curenții de scurgere	DIN 53 480						
– în condiții normale		T5	T5	T5	T5	T3	T3
– după 56 cicluri		–	T5	T5	T4	T3	T3
– după 112 cicluri		–	T5	T5	–	T3	T3

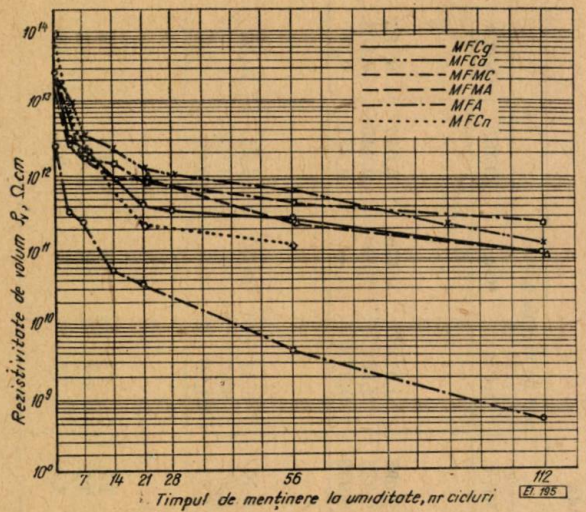


Fig. 1. Variația rezistivității de volum a prafurilor de presare melaminoformaldehidice și melaminoformaldehidice modificate în funcție de timpul de menținere.

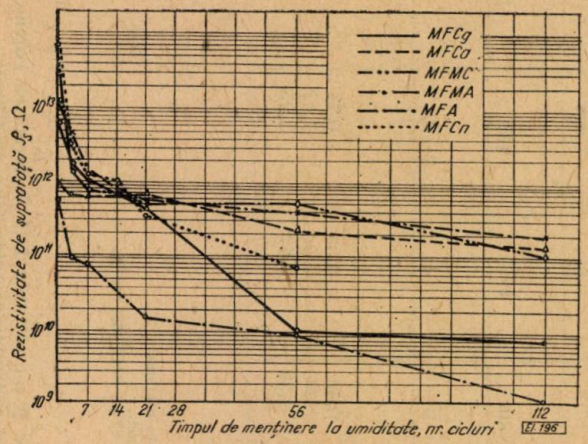


Fig. 2. Variația rezistivității de suprafață a prafurilor de presare melaminoformaldehidice și melaminoformaldehidice modificate în funcție de timpul de menținere la umiditate.

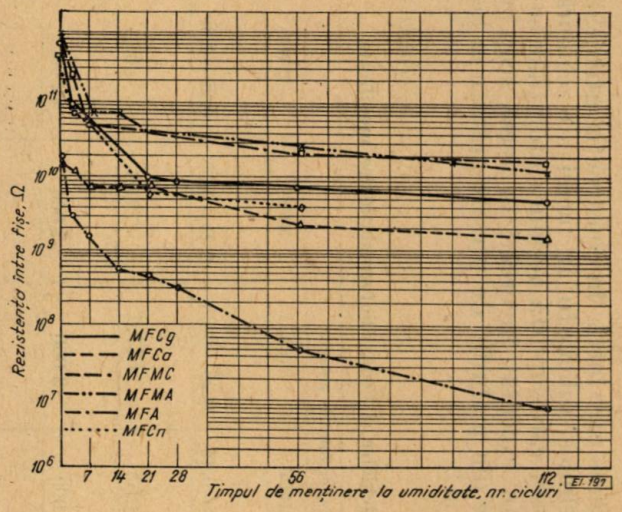


Fig. 3. Variația rezistenței între fișe a prafurilor de presare melaminoformaldehidice și melaminoformaldehidice modificate în funcție de timpul de menținere la umiditate.

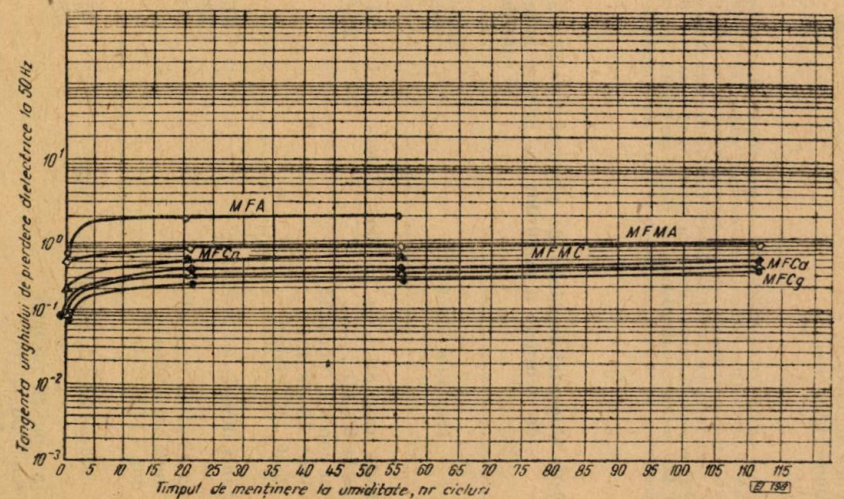


Fig. 4. Variația tangentei unghiului de pierderi dielectrice a prafurilor de presare melaminoformaldehidice și melaminoformaldehidice modificate în funcție de timpul de menținere la umiditate.

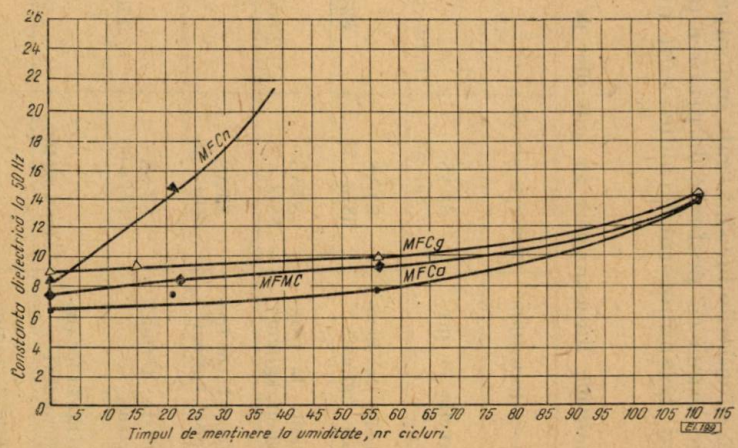


Fig. 5. Variația constantei dielectrice a prafurilor de presare melaminoformaldehidice și melaminoformaldehidice modificate în funcție de timpul de menținere la umiditate.

Rezultatele obținute sînt prezentate în figurile 1 — 5 și în tabela 2.

La caracteristicile urmărite se constată că prafurile de presare melaminoformaldehidice prezintă tendința de formare a unui palier (respectiv de stabilizare a nivelului de scădere a proprietății lor) începînd de la 21 de cicluri. De asemenea, se observăcă prafurile de presare melaminoformaldehidice cu umplutură de azbest au caracteristici electrice inferioare, datorită conținutului de fier din umplutură (>, 3%), ceea ce apare foarte clar din valorile constantei dielectrice.

O altă observație este aceea că modificarea rășinii melaminoformaldehidice nu influențează, în general, caracteristicile materialelor, în afara rezistenței la curenții de scurgere, care scade cu două trepte.

În ceea ce privește acțiunea radiațiilor, cercetările s-au executat numai pe prafurile de presare cu rășină melaminoformaldehidică nemodificată, aplicînd un tratament format din 10 cicluri (un ciclu = 24 ore expunere la radiații și 48 ore condiționare în căldura umedă, conform STAS 6745-63, tip A, ultimul ciclu fiind numai de 24 ore de radiație).

Expunerea la radiații s-a realizat cu ajutorul unui weatherometer, arcul fiind dat de electrozi de cărbune, iar radiația avînd o intensitate de 1,3 cal/min cm². Temperatura de încercare a fost de 60 — 65°C, iar viteza de rotire a epruvetelor în jurul mesei, 3 rot/min.

În urma acestui tratament nu s-au constatat schimbări ale aspectului epruvetelor (apariție de băşici, de fisuri, curbări, schimbări de culoare evidente). De asemenea, proprietățile electrice nu s-au schimbat, prezentînd chiar o slabă tendință de îmbunătățire.

Concluzii

1. Prafurile melaminoformaldehidice cu umplutură alfa celuloză, realizate ca lot experimental cu rășină melaminoformaldehidică nemodificată sau cu rășină modificată, prezintă o mare stabilitate a proprietăților atît în căldura umedă, cît și la radiații.

2. Modificarea rășinii melaminoformaldehidice a dus la obținerea unui material care este stabil față de condiții climatice deosebite și a cărui contracție, ținînd seamă de modificarea rășinii, este îmbunătățită.

Bibliografie

[1] *Pernot, J.* și *Bescond, R.* La dégradation des matières isolants en milieux humides et pollués. In: Ind. Plast. Modernes **16**, nr. 8, nov 1964, p. 65—71.

[2] *Buchholz, E.* Klimabeständigkeit von Werkstoffen der Elektrotechnik. In: ETZ-B **15**, nr. 12, 10 iunie 1963, p. 340—344.

[3] * * * Modern Plastics Encyclopedia. 1966, p. 125.

[4] *Nicola, Gr., Șonfeleanu, M.* și *Pascal, E.* Noi tipuri de materiale de presare cu înalte proprietăți pentru scopuri electrotehnice. In: Electrotehnica **13**, nr. 12, 1965, p. 431—345.

[5] *Nicola, Gr.* Materiale de presare melaminoformaldehidice modificate pentru scopuri electrotehnice. In: Electrotehnica **14**, nr. 12, 1966, p. 437—442.

Intrat în redacție la 30.XII.1966.

N O T Ă

Redresoare cu siliciu folosite la luminatul de siguranță

Dan Romalo* — București

CZ 621.314.63 : 644

În spitalele moderne, pe lîngă iluminatul electric normal, se prevăd în plus două sisteme auxiliare de iluminat.

a) Luminatul de veghe, care constă, în general, din lămpi de putere mică, amplasate, de preferință, în nișe, sub patul bolnavului. Acest sistem permite unui pacient oarecare — în saloanele cu mai multe paturi — să circule noaptea fără să fie nevoit să aprindă lămpile de plafon sau de căpătîi, lucru supărător pentru ceilalți bolnavi; în plus, dă personalului medical posibilitatea să supravegheze pe unii bolnavi fără a-i deranja pe ceilalți.

b) Sistemul de luminat de siguranță, compus dintr-un număr de corpuri de iluminat, amplasate în locuri precizate de normele referitoare la iluminatul clădirilor publice.

Ambele sisteme sînt alimentate prin cîte o rețea complet separată de cea a iluminatului uzual, primul avînd posibilitatea de a izola grupuri mari de saloane (pe aripi sau pe etaje), celălalt fără nici o altă posibilitate de întrerupere decît cea centrală.

În practică s-a dovedit util ca ambele instalații să funcționeze în tot timpul nopții. În caz de întrerupere a curentului din rețeaua de alimentare publică (fie ziua, fie noaptea) ele trebuie în mod obligator să fie puse imediat sub tensiune cu ajutorul unei baterii locale de acumulatoare. Cuplarea este necesară și în timpul zilei, deoarece în foarte multe locuri de primă importanță nu pătrunde lumina zilei, cum sînt, de pildă, sălile de operație, culoarele interioare, subsolurile etc.

Din cele arătate rezultă că, pe lîngă o baterie de acumulatoare avînd aceeași tensiune cu cea a rețelei, mai sînt necesare:

un dispozitiv de încărcare și de menținere a tensiunii bateriei la valoarea nominală de lucru;

un dispozitiv de comutare acționînd automat în caz de pană de curent.

La spitalul clinic Fundeni a fost montată și pusă în funcțiune o instalație de acest gen, care se caracterizează prin faptul că nu folosește decît aparatură de fabricație românească.

Schema de principiu a instalației este cea din figura 1. Rețeaua de luminat de siguranță (aproximativ 7,5 W putere instalată) și cea de luminat de veghe (aproximativ 5,5 W) se pot cupla fie la rețeaua de curent alternativ, prin două contactoare *1I* și *2I* (s-au folosit automate DITU de 100 A), fie la bateria de acumulatoare, prin patru contactoare monopolare de curent continuu *1C—4C* (tip MC 100 fabricație E.A.).

* Ing. *D. Romalo* este cercetător principal la I.C.P.E.

Funcţionarea în sistem de comutator a ansamblului se obţine prin intercalarea în circuitul bobinelor automatelor *1I* şi *2I* a contactelor auxiliare normal închise de pe contactoarele MC 100 şi, reciproc, în circuitul bobinelor acestor contactoare a contactelor auxiliare n.î. ale automatelor DITU.

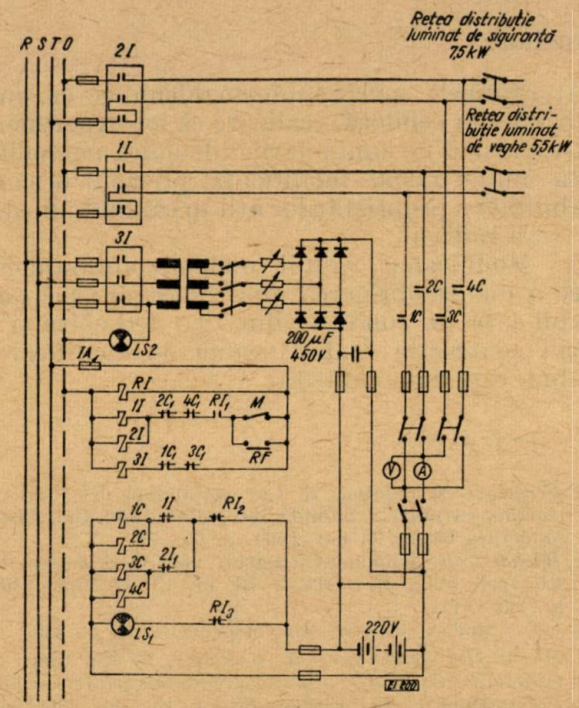


Fig. 1. Schema de principiu a instalaţiei :

1A – întreruptor automat avînd şi rolul de întreruptor de control (simulare pană curent); LS_1 – semnalizare, funcţionare pe baterie; LS_2 – semnalizare redresor sub tensiune.

Elementul sensibil la căderea tensiunii din reţeaua alternativă este un releu tip RI–3–44 (fabricaţie „Electromagnetica"), care, în cazul căderii acestei tensiuni sub o anumită limită, decuplează pe *1I* şi pe *2I* şi cuplează contactoarele C_1–C_4.

Cuplarea contactoarelor *1I* şi *2I* mai este condiţionată şi de două întrerupătoare în paralel, cu care se poate aprinde luminatul de veghe şi de siguranţă în timpul nopţii şi stinge acest luminat în timpul zilei. Unul dintre aceste întrerupătoare (*M*) este acţionat manual şi stă în mod normal deschis, pe cînd celălalt RF este acţionat de un dispozitiv cu element fotosensibil şi este acţionat de lumina zilei. Elementul fotosensibil este montat într-o geometrie cu unghi solid mic de captare a luminii şi orientat spre o porţiune de cer liber în direcţia N–NV. Dispozitivul fotosensibil, prevăzut cu o amplificare prin transistoare şi alimentat de la reţeaua alternativă, este astfel construit încît la căderea tensiunii din reţea întrerupătorul RF să cupleze.

Cu toate că contactoarele MC 100 nu sînt cuplate mecanic, două cîte două, puterea lor de rupere este suficientă ca să asigure o funcţionare corectă şi în cazul unei deconectări nesimultane.

Încărcarea bateriei de acumulatoare de tip LS 4 se face cu un grup de redresare compus dintr-un transformator trifazic 380/171–190 V, 5 KVA, trei bobine limitatoare de curent cu întrefier reglabil şi o punte de redresare trifazică alcătuită din şase redresoare de putere cu siliciu 25 A/500 V fabricate de I.P.R.S. Băneasa. Grupul redresor este cuplat la reţea printr-un contactor *3I* (de tip DITU 25 B) a cărui comandă este condiţionată de contactele auxiliare n.î. înseriate ale contactoarelor *1C* şi *3C*. Se exclude astfel posibilitatea ca dispozitivul de redresare să alimenteze direct consumatorii.

S-a prevăzut posibilitatea alimentării punţii redresoare fie sub 171 V tensiune alternativă corespunzînd unei tensiuni de funcţionare în gol a bateriei de 240 V, fie sub 190 V pentru cazul în care se cere o reîncărcare rapidă. Din motive de economie s-a folosit un transformator existent de 5 KVA cu toate că ar fi fost util ca transformatorul să aibă 12 KVA şi prize suplimentare la 220 V, astfel încît să se poată asigura şi operaţia de formare a bateriei, operaţie care la acumulatoarele staţionare cere un curent mare de încărcare. (La spitalul clinic Fundeni, această operaţie a fost efectuată cu un transformator auxiliar disponibil în acel moment.)

Instalaţia este în funcţiune din ianuarie 1966 şi funcţionează în bune condiţii.

RECENZII

CZ 621.3.013 : 538.1

A. H. Morrish. **Principiile fizice ale magnetismului** (The physical principles of magnetism). New York, John Wiley & Sons Inc., 1955, XV + 680 pag., 220 fig., 1229 ref., 17 tab.

Cartea face parte din seria „Ştiinţa şi tehnologia materialelor" a editurii Wiley, scrisă de prof. A. H. Morrish de la Universitatea din Manitoba Canada, cunoscut din publicaţia „Magnetic Material Digest", şi se adresează absolvenţilor de institute de învăţămînt superior de fizică, chimie, inginerie electrică, metalurgie fizică şi geofizică, care urmează cursuri de specializare în domeniul magnetismului.

Cartea cuprinde un domeniu larg din fizica solidului, şi a fost scrisă cu intenţia de a pune la dispoziţia celor ce vor să aprofundeze magnetismul o lucrare de bază, în care să se trateze, unificat şi corelat, diferitele aspecte privind partea fizico-chimică, electrică şi metalurgică. În lucrare se tratează aspecte macroscopice şi microscopice din punct de vedere experimental şi teoretic. Diamagnetismul, paramagnetismul, feromagnetismul şi antiferomagnetismul sînt studiate plecîndu-se de la principiile fundamentale, tratarea teoretică făcîndu-se după stabilirea bazelor fizice. De asemenea, în tot cursul lucrării, pe lîngă folosirea mecanicii cuantice, se prezintă şi descrierea fenomenologică, care utilizează teoria cîmpului molecular.

Cartea este împărţită în 10 capitole. Capitolul 1 (29 pag.), intitulat „Cîmpul magnetic", tratează bazele fundamentale electrotehnice şi reprezintă mai mult un capitol recapitulativ. După o privire istorică şi după stabilirea relaţiilor de definire ale cîmpului magnetic, ale magnetizaţiei şi ale inducţiei magnetice se analizează cîmpul demagnetizant şi energia de interacţiune. În continuare se prezintă efectul magnetic al curenţilor, pătura magnetică, legile lui Faraday, Maxwell şi Lorentz şi, în încheiere, circuitul magnetic şi dipolul în cîmp uniform. Capitolul se termină cu opt probleme propuse spre rezolvare.

Capitolul 2 (47 pag.), intitulat „Susceptibilităţi diamagnetice şi paramagnetice", începe cu recapitularea unor noţiuni teoretice, în special de mecanică cuantică şi continuă cu diamagnetismul, unde, după prezentarea formulei lui Langevin pentru susceptibilitatea diamagnetică, se analizează cazurile pentru atomi, ioni şi molecule. Ultima parte a capitolului se ocupă de paramagnetism, tratîndu-se legea Curie, metode de mecanică cuantică, susceptibilitatea pămînturilor rare, sărurilor de fier şi grupurilor de tranziţie. Acest capitol se sfîrşeşte cu o privire asupra saturaţiei substanţelor paramagnetice, a moleculelor paramagnetice şi susceptibilitatea paramagnetică a nucleelor. Capitolul se încheie cu 10 probleme.

Capitolul 3 (71 pag.), intitulat „Fenomene termice, de relaxare şi de rezonanţă în materiale paramagnetice", se poate împărţi în trei părţi. Prima parte, care se ocupă de fenomenele termice, după o prezentare rezumativă a relaţiilor termodinamice, tratează efectul magnetocaloric : producerea şi măsurarea temperaturilor scăzute. A doua parte, care se ocupă cu relaxarea paramagnetică, tratează susceptibilitatea în cîmp

magnetic alternativ şi procesele de relaxare spin-latice şi spin-spin. A treia parte, care se ocupă de rezonanţa paramagnetică, tratează pe larg condiţiile de rezonanţă paramagnetică, efectul de amortizare, spinul Hamiltonian, spectrul grupului de tranziţie al ionilor, al moleculelor paramagnetice şi altor sisteme, maser şi laser. Capitolul se încheie cu 12 probleme.

Capitolul 4 (45 pag.), intitulat „Rezonanţa magnetică nucleară", după o introducere tratează rezonanţa în solide nemetalice, influenţa mişcării nucleare, structuri fine, efecte tranzitorii şi temperaturi negative. Capitolul se sfîrşeşte cu unele priviri asupra orientării nucleare, dublei rezonanţe, metodelor fasciculare etc. şi se încheie cu şase probleme.

Capitolul 5 (65 pag.), intitulat „Proprietăţile magnetice ale unui gaz de electroni", după ce analizează funcţiile statistice şi termodinamice pentru un gaz de electroni, tratează paramagnetismul de spin şi diamagnetismul unui gaz de electroni. În continuare, după o comparaţie între teorie şi experienţă a teoriei susceptibilităţii, se prezintă efectele De Haas-Van Alphen, galvanomagnetic, termomagnetic şi magnetoacustic. Ultima parte a capitolului tratează rezonanţa electronică de spin şi rezonanţa magnetică nucleară în metale şi ciclotron, cum şi unele proprietăţi magnetice ale supraconductoarelor. Capitolul se încheie cu nouă probleme.

Capitolul 6 (73 pag.), intitulat „Feromagnetism", după o scurtă introducere, prezintă teoria clasică a cîmpului molecular, analizînd regiunile de magnetizare spontană şi paramagnetică şi efectele termice. Se compară apoi teoria cu rezultatele experimentale. În continuare se tratează interacţiunea de schimb şi metodele de expansiune în serie şi Bethe-Peierls-Weiss. După o prezentare destul de clară a undelor de spin se analizează teoriile modelelor benzilor pentru feromagnetice. Capitolul se sfîrşeşte cu unele aspecte practice privind metale şi aliaje feromagnetice, anizotropia cristalină şi efectele magnetoelastice. Capitolul se încheie cu 15 probleme.

Capitolul 7 (100 pag.), intitulat „Magnetizarea materialelor feromagnetice", după o introducere scurtă începe cu tratarea particulelor cu un singur domeniu, unde se analizează dimensiunile critice ale particulelor, ciclurile de histerezis, rotaţia incoerentă, rezultate experimentale etc. În continuare, după o prezentare a particulelor supraparamagnetice şi a materialelor magnetice permanente, se tratează structura şi pereţii domeniilor. Un loc important în acest capitol îl are analiza curbei de magnetizare a materialelor (care nu sînt sub formă de pulbere), unde se tratează deplasarea pereţilor, permeabilitatea iniţială, regiunea de saturaţie, remanenţa, nucleaţia domeniilor, efectul Barkhausen, modelul lui Preisach, cicluri de histerezis minore, influenţa tensiunilor mecanice asupra materialelor, influenţa temperaturii asupra ciclului de histerezis, efectul de timp etc. Capitolul se sfîrşeşte cu o descriere a materialelor magnetice moi şi a straturilor subţiri. Capitolul se încheie cu 16 probleme.

Capitolul 8 (54 pag.), intitulat „Antiferomagnetism", după un studiu al difracţiei neutronului, dezvoltă pe larg teoria cîmpului molecular a antiferomagnetismului, unde se analizează temperatura Néel, comportarea peste această temperatură, susceptibilitatea sub această temperatură, tranziţia paramagnetic-antiferomagnetic în prezenţa unui cîmp magnetic aplicat, efecte termice etc. şi o comparaţie cu rezultate experimentale cu compounduri antiferomagnetice. În continuare se tratează interacţiunea de schimb indirectă şi se prezintă cele mai noi teorii ale antiferomagnetismului (metoda expansiunii serie, metoda Bethe-Peierls-Weiss, unde de spini). Capitolul se sfîrşeşte cu o analiză a anizotropiei cristaline a metalelor şi aliajelor şi o prezentare sumară a configuraţiei domeniilor în materiale antiferomagnetice, cum şi cu opt probleme.

Capitolul 9 (53 pag.), intitulat „Ferimagnetism", începe cu tratarea pe larg a teoriei cîmpului molecular în feromagnetice, unde se descriu regiunea paramagnetică, temperatura Néel feromagnetică, magnetizarea spontană, introducerea unor cîmpuri moleculare adiţionale, aranjarea spinilor, sisteme cu trei sublatice şi interacţiunea feromagnetică între sublatice. În continuare, se tratează în detaliu diferite tipuri de materiale ferimagnetice şi se prezintă unele rezultate din mecanica cuantică. Capitolul se sfîrşeşte cu unele elemente de geofizică şi opt probleme.

Capitolul 10 (104 pag.), intitulat „Rezonanţa în sistemele cu dipoli puternic cuplaţi", după ce prezintă efectele magnetomecanice, rezonanţa feromagnetică şi formularea energetică a ecuaţiilor de mişcare, trece la descrierea rezonanţei feromagnetice în metale, aliaje şi materiale slab conducătoare şi la analiza proceselor de relaxare, care este făcută pe larg. Aici se arată relaxarea prin intermediul undelor de spin în izolanţi şi conductoare, relaxarea rapidă prin intermediul ionilor paramagnetici şi relaxarea lentă prin redistribuirea electronilor. În partea a doua a acestui capitol se tratează efectele neliniare, spectrul spin-undă în straturi subţiri, propagarea undelor electromagnetice în medii giromagnetice, rezonanţa în materiale nesaturate, rezonanţa ferimagnetică şi antiferimagnetică. În încheiere se prezintă rezonanţa magnetică-nucleară în materiale magnetice, efectul Mössbauer şi 18 probleme.

Cartea se încheie cu cinci anexe privind sisteme de unităţi, cu o tabelă de conversiune, factorii de demagnetizare pentru elipsoizi de revoluţie, un tablou periodic al elementelor, valori numerice pentru unele constante fizice importante etc., cum şi cu un index de autori citaţi şi de subiecte tratate.

În tot cursul lucrării se foloseşte aproape exclusiv sistemul de unităţi C.G.S. gaussian, ceea ce ar putea fi considerat un dezavantaj.

Datorită domeniului întins pe care îl abordează această lucrare, unele aspecte au trebuit să fie tratate relativ sumar, cum este, de exemplu, supraconductibilitatea. De asemenea, nu sînt tratate de loc magnetohidrodinamica, efectele magnetoelectrice etc. Jumătate din lucrare tratează sistemele de dipoli cuplaţi puternic.

Lucrarea este clară şi materialul prezentat este bine ales şi organizat. Numeroasele tabele (peste 50) repartizate în cursul lucrării sînt de mare utilitate, atît pentru fixarea ordinului de mărime, cît şi pentru rezolvarea problemelor propuse.

Materialul prezentat în cursul lucrării este bine susţinut prin referinţe bibliografice, care depăşesc 1 300 de citate. Literatura citată este anglo-saxonă, germană, rusă, franceză şi japoneză.

Deşi în toată lucrarea se începe întotdeauna cu partea fenomenologică şi apoi se trece la tratarea teoretică, ceea ce uşurează considerabil asimilarea, totuşi materialul bogat face ca citirea acestei cărţi să necesite un timp relativ lung şi o pregătire anterioară.

În concluzie, cartea prezentată, prin unificarea unui material bogat de fizică, chimie, metalurgie şi inginerie, acoperă un gol în literatura de specialitate, fiind de un real folos celor care se specializează în magnetism şi care pot găsi grupate logic o serie de cunoştinţe repartizate în general în lucrări foarte diferite.

D. Finţescu

CZ 621.318.2 (022)

* * * **Manual tehnic pentru magneţi permanenţi** (Manuel technique des aimants permanents). Paris, Editura SEMAS, 1967.

În cele două capitole ale manualului se descriu magneţii permanenţi, arătîndu-se relaţiile de calcul. Se indică aplicaţiile care apar în diverse instalaţii cu caracter industrial sau în laborator. După o scurtă caracterizare a magneţilor permanenţi se dau o serie de definiţii şi se indică terminologia universal valabilă. Se mai dau o serie de indicaţii privitoare la materialele care sînt folosite la confecţionarea diferitelor tipuri de magneţi, insistîndu-se asupra utilizării practice a magneţilor permanenţi. Se trec în revistă relaţiile de calcul ale circuitului magnetic şi se arată domeniile în care sînt de preferat magneţii permanenţi. Se precizează caracteristicile şi performanţele magneţilor permanenţi. Problemele tratate în cele nouă capitole sînt prezentate în continuare.

Noţiuni despre magneţii permanenţi. Se dau o serie de indicaţii privitoare la istoric; o serie de definiţii privind: intensitatea de magnetizare; inducţia magnetică; ciclul histerezis, ilustrîndu-se grafic şi analitic mărimile definite. Se fac scurte referiri privind proprietăţile generale ale magneţilor.

Definiţii, terminologia mărimilor magnetice. Mărimile definite sînt: fluxul de inducţie magnetică; densitatea fluxului magnetic; forţa magnetomotoare; intensitatea cîmpu-

lui magnetic; permeabilitatea; reluctanța; energia specifică a magnetului; momentul magnetic; susceptibilitatea etc,. dîndu-se pentru fiecare în parte relația de calcul și schema principală pentru măsurare. Se exprimă apoi o serie de mărimi magnetice în sistemul de unități C.G.S. și sistemul internațional (SI), arătîndu-se legătura care există între unitățile celor două sisteme. Este de remarcat că ecuațiile de definiție a principalelor mărimi magnetice definite se scriu în sistemul internațional raționalizat și neraționalizat. Se indică o nomogramă cu diverse mărimi magnetice care dă legătura dintre unități într-o formă extrem de simplă.

Materialele magnetice pentru magneții permanenți. și pentru circuite cu magneți. După o scurtă prezentare a problemelor care intervin se arată că, în afară de oțeluri, se mai folosesc pentru confecționarea magneților permanenți și aliajele de aluminiu-nichel-cobalt izotrop, anizotrop, apoi feritele, cît și magneți aglomerați pe bază de pulbere formată din aluminiu-nichel-cobalt sau pudră de ferită.

Se indică o gamă largă de materiale speciale, folosite pentru confecționarea magneților. Se prezintă tipurile de magneți realizați în principalele țări din Europa, dîndu-se caracteristicile fiecărui tip de magnet. Pentru cele mai uzuale materiale magnetice se trasează caracteristica de variație a inducției și cîmpului magnetic. În cadrul acestui capitol se găsesc date referitoare la valorile uzuale și optime ale principalelor mărimi care caracterizează diferitele tipuri de magneți. Asemenea indicații pot fi folosite atît în proiectarea, cît și în exploatarea instalațiilor care comportă magneți permanenți.

Capitolul al treilea se împarte în următoarele două părți: — *materiale de laborator*, în care se enumără tipurile de magneți care se folosesc curent în activitatea de laborator și se dau principalele caracteristici ale materialelor discutate și — *materiale magnetice pentru circuite cu magneți*, în care atît curbele trasate, cît și indicarea proprietăților materialelor pentru diverse tipuri de magneți scot în evidență superioritatea unui material în raport cu cel comparat și arată eficiența folosirii magneților în circuite realizate la scară industrială.

Aplicațiile magneților permanenți. Se indică, pe de o parte, diversele domenii de aplicare, scoțîndu-se în evidență aspecte practice majore în care magneții au un rol important, iar pe de altă parte, sînt arătate grupele de aparate care folosesc astfel de magneți.

Studiul circuitelor magnetice. Metodele și proiectele pentru confecționarea magneților. După ce se arată stadiul cercetărilor se indică principalele relații privitoare la calcularea circuitelor magnetice. Atît schițele, cît și relațiile prezentate pot fi folosite pe diverse niveluri: școală, proiectare, confecționare, exploatare. Relațiile și schițele indicate se referă la regimul static și dinamic de funcționare a magnetului. Trebuie menționat că în încheierea capitolului se fac referiri clare privind energia cîmpului magnetic, indicîndu-se formele curent utilizate prezentate sub o formă mai simplificată.

Practica utilizării magneților. Problemele tratate în acest capitol sînt: controlul magneților; montarea lor în diverse aparate și instalații; magnetizare și demagnetizare; măsurarea performanțelor magnetice. De fiecare dată, pe lîngă relația de calcul, se indică și schema de măsurare a mărimilor discutate.

Stabilitatea magneților permanenți. Se fac referiri asupra pierderilor și se studiază cauzele care perturbă stabilitatea. Se trasează diagramele de variație a valorii cîmpului de inducție în funcție de temperatură și în funcție de alte cauze perturbatoare.

Evoluția magneților permanenți. Se arată stadiul realizărilor și se indică cercetările curente și perspectivele care apar pe baza studiilor întreprinse în domeniul magneților permanenți.

Ultimul capitol (al IX-lea) arată modul de folosire rațională a magneților permanenți.

Studiul se încheie cu prezentarea unor aparate realizate pe bază de magneți permanenți.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.2

Reiplinger, E. **O execuție a unui transformator de putere la limită cu zgomot redus** (Geräuscharme Ausführung eines Grenzleistungstransformators). In: Siemens Zeitschrift **40**, nr. 11, 1966, p. 833—835, 4 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

Se arată modul cum se poate atenua zgomotul produs de transformatoarele de mare putere și se exemplifică, prin spectrograme, rezultatele obținute la măsurarea unui transformator monofazic de 333 MVA, 220/380 kV.

Din încercările făcute conform normelor VDE 0532 rezultă care este influența capotelor izolatoare asupra nivelurilor componentelor spectrale din domeniul audio.

Construcția îngrijită a unui transformator de 400 kV de putere maximă a arătat că nivelul de zgomot poate fi redus cu 16 $dB_{(A)}$, folosind un sistem corespunzător de răcire și o acoperire atenuatoare corect executată.

L. V.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.313.1.048.001.6

Koroloev, V. N. **Izolația mașinilor electrice și dezvoltarea ei în ultima vreme** (Izolațiia elektriceschih mașin i ce razvitie za poslednee vremiia). In: Izvestia Leningradskovo Instituta, tom. **57**, partea a II-a, 1966, p. 3—12, 1 tab.

Se face o analiză asupra sistemelor de izolație folosite la mașinile electrice de mare putere. Pînă în prezent se folosea sistemul termoplastic bazat pe materiale din mică și impregnate cu rășini oleo-bituminoase. Caracteristicile dielectrice și termomecanice ale acestui sistem erau bune în stare inițială însă se înrăutățeau în exploatare.

Noile sisteme de izolație de tip termorigid sînt superioare prin stabilitatea caracteristicilor în timp.

În esență, aceste sisteme de izolație se împart în două categorii principale, și anume:

— izolații cu benzi de mică sau hîrtie de mică pe suport de hîrtie de sticlă și impregnate, în prealabil, cu rășini epoxidice modificate. Aceste izolații nu necesită impregnări ulterioare, ci numai calibrări și presări ale bobinajelor;

— izolații pe bază de hîrtie de mică și cu un liant epoxidic-poliesteric. Aceste izolații sînt impregnate sub vid și apoi calibrate și întărite.

Se arată avantajele și dezavantajele fiecărui sistem.

În afară de aceste sisteme de izolație — cu materiale pe bază de mică — unele firme folosesc scheme cu materiale din țesături de sticlă, impregnate cu rășini epoxidice.

Articolul privește în perspectivă dezvoltarea izolațiilor mașinilor electrice.

A. B.

CZ 621.313.333.048.81: 621.315.612.6

Alexandrov, V. V. **Cu privire la problema duratei de viață a izolației pe bază de sticlă excafon, folosită la electromotoare** (K voprosu o srokah slujbi izoliații dvigatelei na osnove stekloexcafona). In: Izvestia Leningradskovo Elektrotehniceskovo Instituta, tom. **57**, partea a II-a, 1966, p. 27—33, 4 fig., 1 ref. bibl.

Pentru siguranța în exploatare a mașinilor electrice folosite în tracțiune se înlocuiește izolația motoarelor respective după un anumit număr de kilometri. Determinarea rațională a acestui număr face obiectul acestui studiu. Determinarea pe cale statistică sau pe baza rezultatelor din exploatare este de lungă durată.

Se consideră eficientă metoda de laborator. Aceasta consta în determinarea coeficienţilor procentuali corespunzători tensiunilor de străpungere. Alegînd un coeficient considerat just din punct de vedere tehnico-economic, de obicei 2% (probabilitatea străpungerilor în exploatare), se determină durata de viaţă, respectiv numărul de kilometrii parcurşi ai motorului cu izolaţia respectivă.

Rezultatele acestor încercări au arătat că izolaţia pe bază de sticlă-excafon are o durată de viaţă mai mică decît cea pe bază de benzi de mică. Întrucît costul acesteia din urmă este de circa 4,5 ori mai mare decît al celeilalte, calculele tehnico-economice au arătat că este raţională folosirea primei izolaţii.

A. B.

CZ 621.317.333.82 : 621.313.1.027.516

Gurevici, Z. M. **Alegerea formei tensiunii de încercare pentru izolaţia maşinilor electrice de înaltă tensiune** (Vibor formi ispitatelenovo napriajeniia dlia, visokovoltnoi izolaţii elektriceschih maşin). În : Izvestia Leningradskovo Elektrotehniceskovo Instituta, tom. **57**, partea a II-a, 1966, p. 13—15, 4 fig., 2 tab., 3 ref. bibl.

Încercarea la străpungere a izolaţiei maşinilor electrice de înaltă tensiune are scopul detectării defecţiunilor, în procesul de fabricaţie.

Se pune problema alegerii formei optime a tensiunii. În acest scop se studiază tensiunea în curent alternativ (la 50 Hz), în curent continuu şi la impuls.

Încercările efectuate pe un număr mare de bobine-epruvete (cu tensiune nominală de 6 kV) au dus la următoarele concluzii.

Încercarea în curent alternativ are cel mai mare efect distructiv. Pentru unele tipuri de izolaţii se recomandă încercarea la străpungere în curent continuu, justificîndu-se prin eliminarea practică a îmbătrînirii izolaţiei în procesul de încercare.

Pentru părţile de capăt ale bobinajelor statorice se recomandă o încercare combinată în curent continuu şi la impuls de tensiune.

A. B.

CZ 621.352 *Producerea electricităţii pe cale chimică*

CZ 621.352/355 : 546.57 : 564.47

Häusler, E. **Acumulatoare cu argint şi zinc** (Silber-Zinck-Akkumulatoren). In : ETZ-B, nr. 23, noiembrie 1966, p. 888—891, 3 grafice, 3 tab., 1 fig.

Sînt descrise caracteristicile principale ale pilelor primare şi secundare cu Ag şi Zn. Acumulatoarele cu Ag + Zn au în ultimul timp o tot mai mare importanţă. În funcţie de construcţia lor, ele pot acumula 120 Wh/kg sau 150—250 Wh/dm^3, valori care întrec considerabil pe cele ale altor acumulatoare cunoscute (v. graficul). Datorită acestor însuşiri, ele au contribuit mult la promovarea electronicii şi a cercetării spaţiului. Sînt explicate în amănunt fenomenele electrochimice care au loc la acest sistem de pile, respectiv dificultăţile întîmpinate de André pînă la realizarea pilelor, care se pot reîncărca datorită separatoarelor din folii de celuloză. În funcţie de materialul separatoarelor s-au creat pile cu descărcare de lungă durată (LR) şi altele cu curenţi puternici de descărcare (HR), dar, în schimb, pe durate mai scurte.

Pilele secundare pot fi denumite cu drept cuvînt rezistente la scurtcircuite, deoarece elementele LR au un amperaj în ordinea de mărime 8 c, iar celulele HR amperajul, 80 c, unde c reprezintă numărul de Ah (capacitatea). Într-o tabelă sînt redate ciclurile pentru diferitele categorii de celule secundare. Urmează amănunte în legătură cu construcţia pilelor (celulelor) secundare, iar o nomogramă reprezintă valori de orientare a pilelor HR.

Celulele primare pot înmagazina o energie cu 30—50% mai mare la acelaşi volum sau aceeaşi greutate ca cele secundare. Este descrisă apoi construcţia acestor pile. Acumulatoarele primare se pretează la combinaţia cu aşa-numitele elemente de umplere, care permit umplerea cu electrolit în scopul activării bateriei. Tehnica acestei umpleri, inclusiv rezultatele, sînt descrise în amănunt în ultima parte a articolului.

Gh. C.

CZ 631.352.32 : 06,091,5

Rempel, H. **100 de ani de la descoperirea pilei cu peroxid de mangan** (Hundert Jahre Braunstein Elemente). In : ETZ-B, nr. 23, noiembrie 1966, p. 860—863, 5 fig.

Se împlinesc 100 de ani de cînd tînărul inginer francez G. Leclanché brevetează o nouă pilă electrică compusă din lanţul : peroxid de mangan (carbon-soluţie de clorură de amoniu-zinc). Pe lîngă celelalte elemente galvanice, pila lui Leclanché are actualmente o deosebită importanţă tehnică. Descoperirea lui Leclanché a stimulat pe cercetătorii din acest domeniu în lucrările lor, care tindeau spre o pilă „uscată" şi cît mai ieftină — pînă cînd, la 14 ani după moartea lui Leclanché, un alt cercetător (Paul Schmidt) a reuşit să realizeze bateria uscată, bateria de buzunar, inclusiv carcasa şi lampa corespunzătoare. Această baterie, care a avut o importanţă covîrşitoare în primul război mondial, a fost utilizată după acest război în industria de radio. Sînt arătate apoi evoluţia acestei baterii (înlocuirea amoniacului din electrolit prin clorura de magneziu etc.) şi avantajele noilor construcţii datorită materialelor plastice. Dimensiunile reduse ale elementelor (pilelor) fac posibilă construirea bateriilor cu tensiuni mai ridicate. Se deschid astfel noi domenii de utilizare : microtehnica, transistoarele, elementele „Leakproof" etc., care toate uşurează construcţia aparatelor portative electrice şi electronice.

Gh. C.

CZ 536.7 : 621.355 + 621.352

Bode, H. **Principiile termodinamice ale pilelor uscate şi ale acumulatoarelor** (Thermodynamische Grundlagen von Trockenbatterien und Akkumulatoren). In ETZ-B, nr. 23, noiembrie 1966 , p. 857—859, 2 tab.

Tratarea termodinamică a surselor electrochimice de curent o dau valorile limită maxime a doi parametrii caracteristici importanţi. Aceştia sînt : tensiunea reversibilă, adică tensiunea la care nu se ia în considerare efectul polarizaţiei la pilele în funcţiune şi densitatea energiei electrice totale raportată la componenţii activi în cazul utilizării exhaustive. Ca exemple sînt tratate acumulatoarele cu plumb şi pilele alimentate cu hidrogen şi oxigen, comparîndu-se valorile termodinamice teoretice cu cele obţinute practic. Energia sub formă de căldură, devenită liberă la o reacţie chimică, poate fi transformată într-o anumită măsură în orice altă formă de energie, deci şi în energie electrică denumită entalpie liberă. Diferenţa netransformabilă se numeşte căldura reversibilă. În primul exemplu se dă reacţia combinaţiei de hidrogen cu oxigen (avînd ca rezultat apa : H_2O), explicîndu-se procesele care se produc şi transformarea „entalpiei libere" în energia electrică (U_0 = 1,23 V). În cel de-al doilea exemplu se descriu procesele petrecute în acumulatorul de plumb. Se ajunge la concluzia că orice proces electrochimic poate da naştere, împreună cu un electrod de hidrogen, la o pilă. Într-o tabelă sînt redate tensiunile (pozitive sau negative) produse de diferitele elemente fiind raportate la electrodul de hidrogen. O a doua tabelă conţine caracteristicile teoretice ale acumulatorului cu plumb : tensiunea reversibilă, energia specifică, capacitatea specifică şi — în funcţie de diferitele valori limită — mărimile g/Ah, respectiv Wh/kg, ţinînd seamă că greutatea unui produs necesară unei Ah se numeşte echivalentul electrochimic. După aceea sînt comparate valorile teoretice cu condiţiunile care intervin în practică.

Articolul se încheie cu consideraţii privind pila de combustiune.

Gh. C.

SCURTE ŞTIRI

La Zermatt s-a terminat construcţia celei mai mari hidrocentrale din Elveţia, care alcătuieşte ultima parte a sistemului energetic Grande Dixance. Cu ajutorul a 420 de milioane m^3 de apă anual se obţin 1680 GWh. Puterea generatoarelor este de 260 MW. Barajul de greutate, cu o înălţime de 284 m, este cel mai înalt din lume.

Din: ETZ – B, nr. 25, 1966.

În Anglia a fost proiectat un autobuz electric pentru transporturi urbane. Vehiculul are o rază de acţiune de 100 km şi atinge o viteză de 50—65 km/h. Alimentarea cu energie electrică se face de la acumulatoare de 12 V. La apăsarea pe pedala de acceleraţie motorul atinge o turaţie constantă de 6200 rot/min. La o apăsare mai puternică a pedalei, motorul este cuplat cu roţile de antrenare printr-o cuplă magnetică. Cu acest cuplaj se economiseşte, la circulaţia prin oraş, 25% din energie, spre deosebire de sistemele actuale.

Din: ETZ – B, nr. 25, 1966.

Un institut american a construit un tub electronic mai mic decît un transistor. Este vorba de un tub obişnuit cu emisie electrostatică. Tubul are următoarele straturi: stratul de bază din safir; un strat din molibden ca anod; un strat de aluminiu cu o cavitate goală; un strat de molibden ca şi catodă.

Din: ETZ – B, nr. 24, 1966.

O seară electromagnetică pentru transportul fontei este experimentată într-o oţelăriile din Ruhr de către un institut de cercetări siderurgice. Într-un jgheab de 6 m lungime cu o înclinare de 10°, este transportată fonta după principiul pompei electrohidrodinamice, în sus, în timp ce zgura se scurge în jos.

Din: ETZ – B, nr. 24, 1966.

Înaintea capsulelor cosmice care intră în atmosfera terestră cu o viteză supersonică, apare o zonă de plasmă, produsă de ionizarea datorită încălzirii capsulei. Dacă vîrful este izolat de corpul capsulei, atunci apare un curent de electroni de la vîrf (polul pozitiv) spre corp (polul negativ) care poate fi captat pentru alimentarea unor acumulatoare. Un vîrf de circa 1 m diametru ar putea produce la aterizări normale, energii pînă la 2 kW.

Din: ETZ – B, nr. 24, 1966.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. doc. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicaţiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: Intreprinderea poligrafică „Informaţia", str. Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, c. 5254.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41 400

SOMMAIRE

CD 621.314.636.022.001/2 : 546.28

Roman, P., Stoenescu, M., Lupaş, O., Dan, I. et *Şerbănescu, B.*: **Contributions à la recherche et à l'élaboration des soupapes redresseuses de force à Si et leurs applications industrielles.**

Electrotehnica **15**, no. 5, mai 1967, p. 157–166

On présente les travaux effectués à l'Institut de recherches et de projets électrotechniques, dans le domaine des soupapes de force à silicium, pendant la période 1960–1965. Ces recherches ont permis d'obtenir un silicium de haute pureté, de réaliser une série de cellules redresseuses de 0 à 200 A et à tensions inverses d'essai jusqu'à 1 200 V, ainsi que la réalisation des prototypes de quelques agrégats redresseurs pour le soudage, pour la traction urbaine et pour charger les accumulateurs. On présente en même temps les travaux effectués en vue d'assurer la protection de ces installations en cas de surcharge et de surtension.

CD 621.314.636.022.001.2 : 546.28

Lupaş, O et *Stoenescu, M.* : **Les paramètres d'une série de cellules redresseuses à silicium.**

Electrotehnica **15**, no. 5, mai 1967, p. 167–173

On présente les paramètres électriques des cellules redresseuses à silicium, de la série realisée à l'Institut de recherches et de projets électrotechniques, pendant la période 1962–1963. Le courant nominal des cellules est de 8–200 A et la tension inverse de pointe d'essai est de 100 — 1 200V.

CD 621.317.332.066.3

Chirea, M. et *Roman, O.* : **Une méthode sans contact pour la détermination de la résistivité électrique des plaques conductrices minces.**

Electrotehnica **15**, no. 5, mai 1967, p. 174–175

On décrit une méthode qui a été réalisée en vue de déterminer la résistivité électrique dans les disques en wolfram concrétionné, disques de petit diamètre et d'épaisseur réduite. La méthode est basée sur l'apparition des courants tourbillonnaires dans une plaque conductrice mince que l'on introduit dans un champ électromagnétique variable. La méthode sans contact électrique réalisé est employée pour déterminer la résistivité comprise entre 10^{-6} et 10^{-5} Ω cm.

CD 621.317.784.024 : 538.639

Heler, A. : **Wattmètres magnétorésistifs pour courant continu sans erreurs de méthode.**

Electrotehnica **15**, no. 5, mai 1967, p. 176–183

On décrit l'effet magnétorésistif dans les matériaux semiconducteurs et la possibilité d'utiliser cet effet lors de la réalisation d'un multiplicateur magnétorésistif. On montre la possibilité de mesurer les forces électriques à l'aide du multiplicateur magnétorésistif. On présente les schémas originaux des wattmètres magnétorésistifs, exempts d'erreurs de méthode et l'on donne les résultats expérimentaux obtenus avec des wattmètres de ce genre, réalisés par l'auteur en utilisant des matériaux semiconducteurs de provenance indigène.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.315.617.2.004.44

Nicola, Gr., Pîrligras, Ec. et *Simionescu, T.* : **Poudres de pressage électrotechniques résistantes dans différents climats.**

Electrotehnica **15**, no. 5, mai 1967, p. 184–187

On présente les propriétés des poudres de pressage mélaminoformaldéhydiques réalisées au moyen de deux types de résines mélaminoformaldéhydiques — modifiées et non modifiées — dans des conditions normales et dans un climat tropical T.H.

NOTES 187–188

COMPTES RENDUS 188–190

EXTRAITS 190–191

BRÈVES NOUVELLES 192

CONTENTS

DC 621.314.636.022.001/2 : 546.28

Roman, P., Stoenescu, M., Lupaş, O., Dan, I. and *Şerbănescu, B.* : **Contributions to the study and production of silicon power rectifying valves and their industrial applications.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 157–166

The works carried out at the Electrotechnical Research and Design Institute during the 1960–1965 period in the field of silicon power valves are presented. These studies allowed to obtain high-purity silicon, a series of rectifying cells of 8–200 A and reverse testing voltages of up to 1 200 V as well as to develop the prototypes of some rectifying equipment for welding, urban traction and accumulator charging. Some information is also given concerning the works carried out for ensuring the protection of these installations to overloads and overvoltages.

DC 621.314.636.022.001.2 : 546.28

Lupaş, O. and *Stoenescu, M.* : **The parameters of a series of silicon rectifying cells.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 167–173

The electrical parameters of the silicon rectifying cells from the series produced at the Electrotechnical Research and Design Institute during the 1962–1963 period are presented. The nominal current of the cells is 8–200 A and the peak testing reverse voltage 100–1 200 V.

DC 621.317.332.066.3

Chirea, M. and *Roman, P.* : **A contactless method for determining the electric resistivity in thin conductor plates.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 174–175

A method developed for determining the electric resistivity in sinterised wolfram disks of small diameters and thickness is described. The method is based on the occurrence of turbulent currents in a thin conductor plate in which a variable electromagnetic field is introduced. The contactless method is used for determining resistivities comprised between 10^{-6} and 2.10^{-5} Ω cm.

DC 621.317.784.024 : 538.639

Heler, A. : **Magnetoresistive wattmeters for continuous current without method errors.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 176–183

The magnetoresistive effect in semiconductor materials and the possibility of using it for obtaining a magnetoresistive multiplier is described. The possibility of measuring the electric powers by means of the magnetoresistive multiplier is pointed out. Some original schemes of magnetoresistive wattmeters free of method errors are presented as well as the experimental results obtained with such wattmeters achieved by the author with semiconductor materials of indigenous origin.

THE YOUNG ENGINEER'S GUIDE

DC 621.315.617.2.004.44

Nicola, Gr., Pîrligras, Ec. and *Simionescu, T.* : **Electrotehnical pressing powders resistant in different climates.**

Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 184–187

The properties are presented of melaminoformaldehydic pressing powders achieved with two types of melaminoformaldehydic resins (modified and non modified) under normal and tropical TH conditions.

NOTES 187–188

REVIEWS 188–190

REPORTS 190–191

BRIEF NEWS 192

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.017

Stoy, B. **Determinarea factorului de pierdere de energie pentru cazul general de pierdere de sarcină.** In : Elektrizität-wirtschaft **65**, nr. 12, 1966, p. 384—391, 12 fig., 1 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.3.048.1.025.001.24

Leonhardt, R. şi *Nenning, P.* **Dimensionarea grosimii izolante în caz de tensiune alternativă.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 16, 12 aug 1966, p. 621—624, 7 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.3.066.6.001.6

Darwell, F. T. **Uzura contactelor electrice de alunecare. Trecerea în revistă a cercetărilor teoretice şi experimentale.** In : Electr. Rev. **179**, nr. 1, iul 1966, p. 14—16, 2 fig., 1 tab., 15 ref. bibl.

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313 : 061.43 (43—227) „1966"

Weppler şi *Hackel, I.* **Maşinile electrice şi motoarele.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 13, 1 iul 1966, p. 457—461, 9 fig.

CZ 621.313.1 : 621.315.61

Goher, M. **Materiale izolante şi de impregnare utilizate la maşini electrice.** In : Elektrotehnika **59**, nr. 5—6, mai-iun 1966, p. 241—249, 12 fig., 2 tab.

CZ 621.313.13 : 534.322.3

Chameroy, P. **Zgomotul magnetic al motoarelor electrice.** In : Mécanique — Électricité **50**, nr. 199, mai 1966, p. 37—41, 4 fig., 3 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.13 : 621.316.57.027.26 : 061.4

Reinsch, H. H. **Protecţia motoarelor şi întreruptoarelor pentru maşini de tensiune joasă.** In : Elektrotechnik **48**, nr. 22, iul 1966, p. 513—519, 14 fig.

CZ 621.313.32.013.8.001.8

Laghinov, S. I. **Sisteme de excitaţie pentru maşini sincrone.** In : Elektrotehnika **37**, nr. 6, iunie 1966, p. 19—21, 5 fig., 1 tab., 8 ref. bibl.

CZ 621.313.322 : 621.314.5

Rubinraut, A. M. **Protecţia unei instalaţii de redresoare pentru maşinile sincrone fără contacte.** In : Elektrotehnika **37**, nr. 6, iunie 1966, p. 17—19, 6 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.322—82 : 621.039.534.4

Wiedelmann, E. **Alternatoare antrenate hidraulic şi răcite direct cu apă.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 13, 24 iunie 1966, p. 465—470, 6 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.325 : 621.316.727

Boom, H. W. şi *Pröll, E.* **Compensator sincron pentru compensarea variaţiei rapide de tensiune.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 14, 8 iul 1966, p. 527—532, 9 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.313.333.001.24

Weh, H. şi *Meyer, J.* **Calculul direct al curentului şi cuplajului în cazul maşinilor asincrone.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 14, 8 iul 1966, p. 504—512, 14 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.333.025.3.001.29 : 621.316.91

Ivenski, I. N. şi *Sigalovski, S. N.* **Protecţia circuitelor de curenţi tari ale maşinilor asincrone.** In : Elektrotehnika **37**, nr. 6, iunie 1966, p. 28—31, 4 fig., 3 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.217 : 621.314.22.08 : 061.43 (43—227) „1966"

Brandes, D. şi *Zahorka, R.* **Transformatoarele de putere şi transformatoarele de măsură.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ)-B **13**, 1 iul 1966, p. 461—468, 17 fig.

CZ 621.314.222.6

Kraiz, A. G. **Caracteristici de exploatare a transformatoarelor de forţă cu înfăşurări jumelate.** In : Elektr. staţii **37**, nr. 6, iunie 1966, p. 48—52, 1 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.314.222.6.001.5 : 621.315.5 : 669.71

Tiurin, E. P. **Transformatoare cu frecvenţă mărită, cu înfăşurări din cupru şi aluminiu.** In : Elektrotehnika **37**, nr. 6, iunie 1966, p. 31—35, 4 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.222.8.004.2

Rosenberger, G. **Proprietăţile transformatoarelor cu potenţial capacitiv.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 15, 22 iulie 1966, p. 556—560, 9 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.5 : 061.43 (43—227) „1966"

März, G. şi *Kanngiesser, W. K.* **Mutatoare (redresoare de curent).** In : Elektrotechn. Z. (ETZ)-B **18**, nr. 13, iul 1966, p. 468—473, 8 fig.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.62.002.2 : 621.315.612.2/3

Schwehn, H. K. **Fabricarea izolatoarelor ceramice.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 15, 29 iul 1966, p. 585—590, 6 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.315.96

Ranachowski, J. şi *Winkler, J.* **Alegerea formei izolatoarelor din răşini epoxidice pentru medii cu impurităţi.** In : Przeglad elektrotechn. **42**, nr. 6, iunie 1966, p. 231—233, 5 fig., 1 tab., 11 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.5.066.6

* * * **Contactele electrice. Constituţie şi condiţii de funcţionare.** In : L'Electricien, nr. 2071, martie 1966, p. 97—104, 5 fig., 2 tab.

CZ 621.316.54 : 533.5

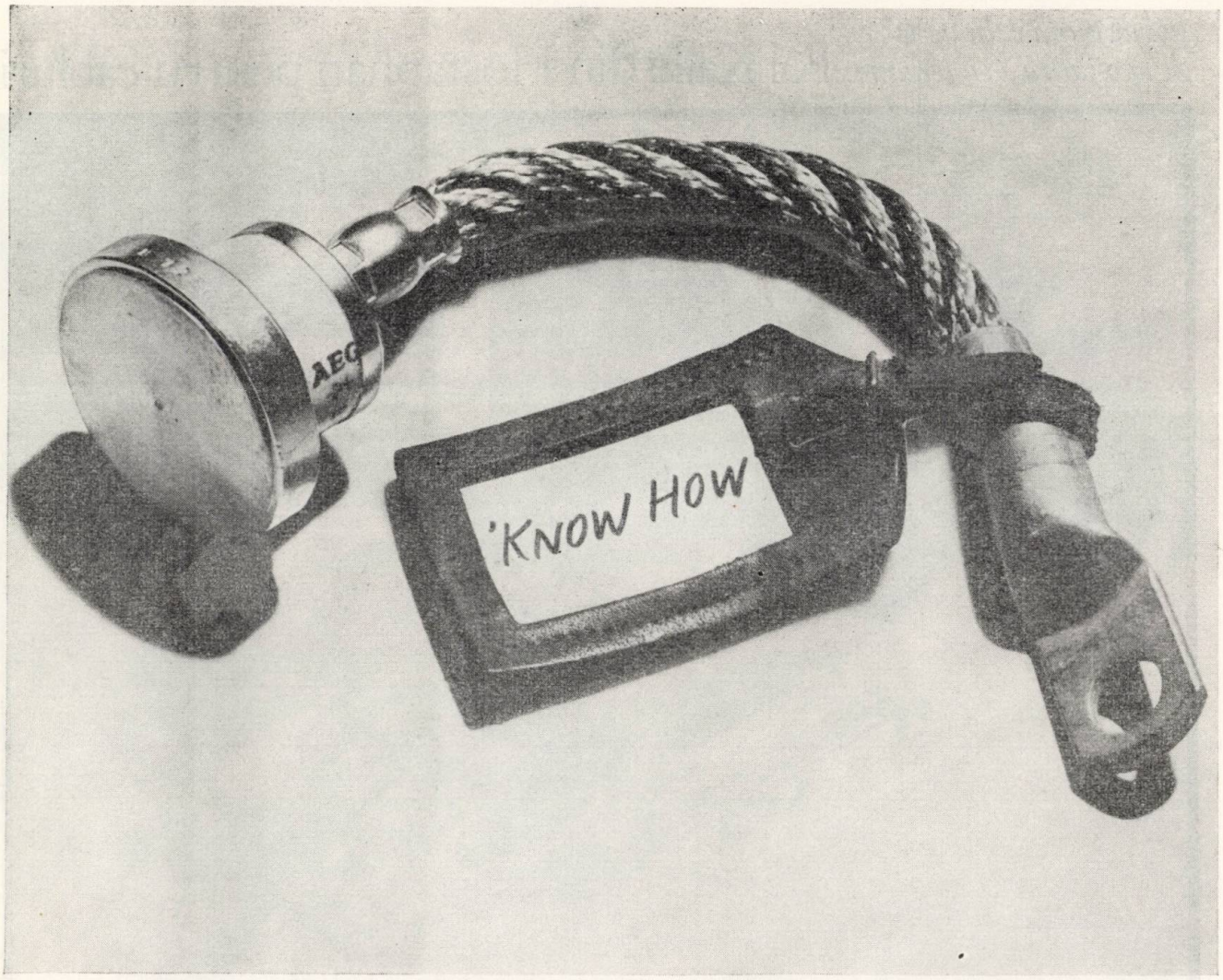
* * * **Contactoarele în vid realizează peste 10 milioane corectări.** In : Elektrizitätsverwert **41**, nr. 5, mai 1966, p. 161, 2 fig.

CZ 621.316.54.027.3.001.8

Garrard, C. J. **Unele progrese recente în dezvoltarea fabricaţiei întreruptoarelor de înaltă tensiune.** In : Electronics & Power **12**, nr. 6, iun 1966, p. 194—198, 7 fig.

CZ 621.316.57.025.027.2

Metzger, F. **Notarea şi încercarea întreruptoarelor automate de curent alternativ de joasă tensiune în lumina prescripţiilor internaţionale.** In : Maschinenwelt und Elektrotechn. **21**, nr. 6, iunie 1966, p. 199—208.



Rezolvarea optimă a problemei D-voastră: Redresoare cu semiconductoare AEG!

AEG

5343 RM

Tehnica semiconductoarelor a făcut în ultimii ani progrese remarcabile. La această dezvoltare a participat în mod hotărîtor şi societatea AEG. AEG furnizează redresoare cu siliciu şi cu seleniu.

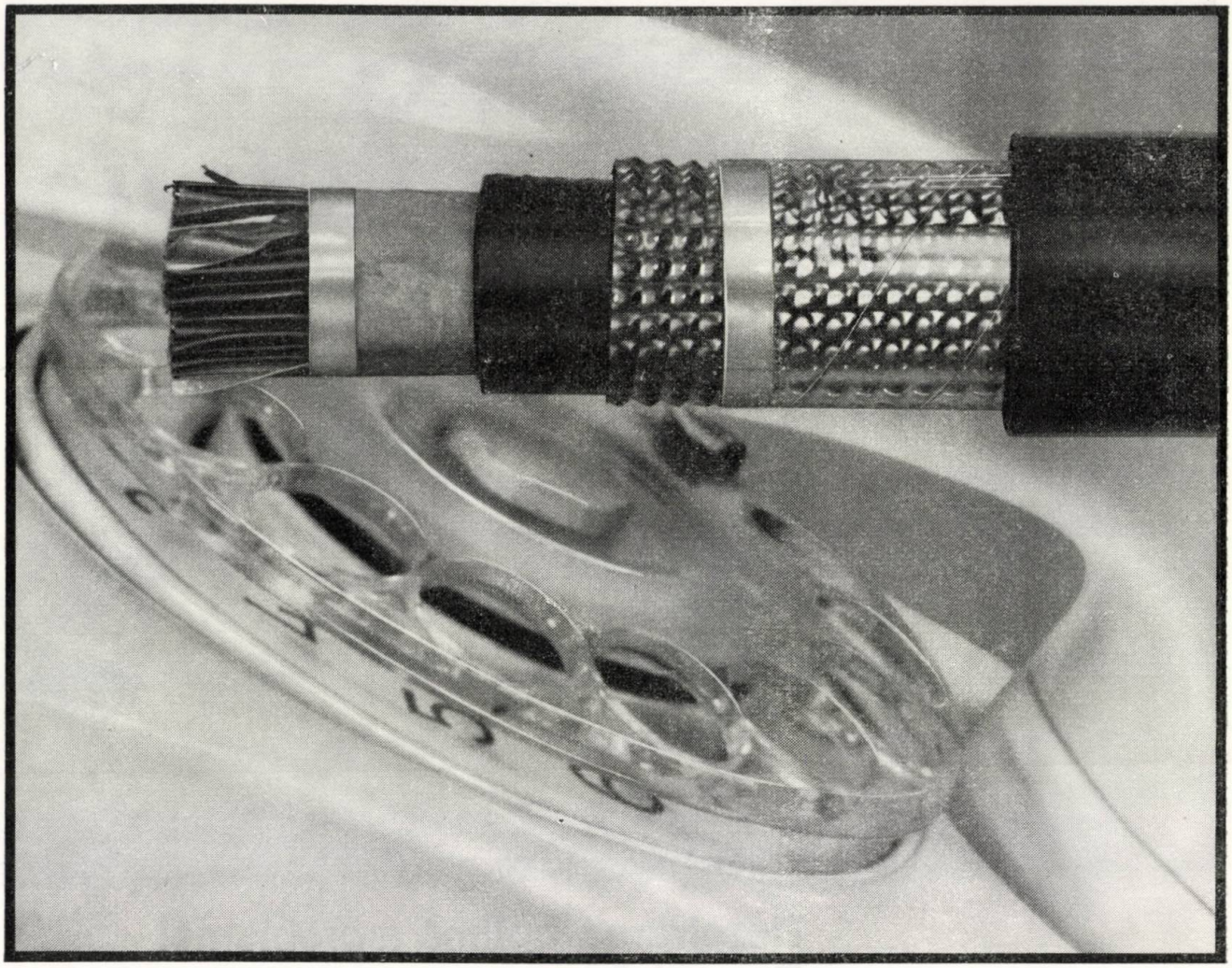
Pentru orice aplicaţie:
„Kleingleichrichter“
(redresoare mici) pentru tehnica comunicaţiilor, pentru radiodifuziune şi televiziune, pentru construcţia de aparate,
„Leistungsbauelemente“
(elemente de construcţie de putere) pentru redresoare în tehnica de înaltă tensiune pentru cele mai ridicate tensiuni de blocare şi intensităţi cu cari se lucrează în cîmpul practic.

Nu există problemă în materie de redresoare, care nu poate fi rezolvată cu redresoare AEG.
Ne ar face o deosebită plăcere să Vă putem trimite orice documentare tehnică necesară informaţiei sau proiectării lucrărilor D-voastră.
Vă rugăm să ne scrieţi:

Allgemeine Elektricitäts-Gesellschaft
AEG-Telefunken
Bereich Export
Frankfurt/Main
Bundesrepublik Deutschland

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT
AEG-TELEFUNKEN

Foi de bună calitate ✻
de la o fabrică cu renume: Foi Kalle din Hostaphan pentru cabluri



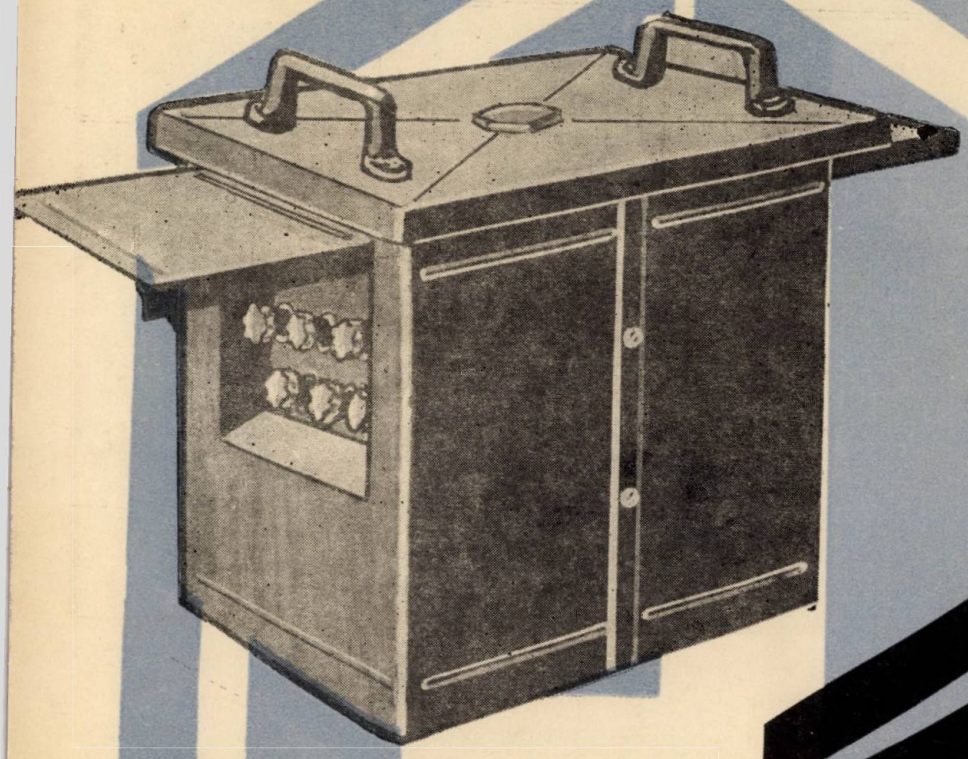
O caracteristică esenţială a izolaţiei Hostaphan din poliester este rezistenţa mecanică ridicată. Din această cauză materialul prezintă un interes deosebit pentru producătorii de cabluri. Stratul din Hostaphan nu se rupe niciodată, aderă foarte bine şi realizează o ecranare statică compactă. Hostaphanul nu îşi pierde caracteristicile mecanice la turnarea învelişului exterior cald. Stratul izolator este lipsit de pori. In plus, Hostaphanul face cablul mai flexibil şi mai uşor. Pentru utilizări speciale, în cadrul cărora se urmăreşte obţinerea unei rezistenţe maxime cu o grosime minimă a foii izolante, se recomandă întrebuinţarea Hostaphanului tip RG.

Kalle Aktiengesellschaft · 6202 Wiesbaden-Biebrich, Rheingaustraße 190/196
Se livrează în Republica Socialistă Romania prin MASINIMPORT, B-dul Dacia, nr.13 (Str.M.Eminescu), Bucureşti

Informaţi-vă la ✻ KALLE **atunci cînd aveţi nevoie de foi**

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1863

Electrotehnica



Transformator de sudură portabil tip TASP — 2

Ideal pentru lucrări de montaj, întreținere etc.

Alimentare: 220 V, 50 Hz, max 50 A cu o priză pentru — 10%

Curent de sudură: 30 — 150 A, în 5 trepte fixe, adaptate electrozilor cu diametrul de la 1,5 mm la 4 mm

Caracteristica statică puternic căzătoare

$$\left(\frac{I_n}{I_k} = 1{,}2 \div 1{,}3\right)$$

Tensiunea secundară de mers în gol: 59 — 67 V, tensiunile mari corespunzînd treptelor mici

Pierderi în gol: 40 — 50 W

Durata activă: DA = 15%

Dimensiuni de gabarit: 380 × 350 × 470

Greutatea: 37 kg

Obloanele rabatabile

M.I.C.M.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

1967 SZEP 11.

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

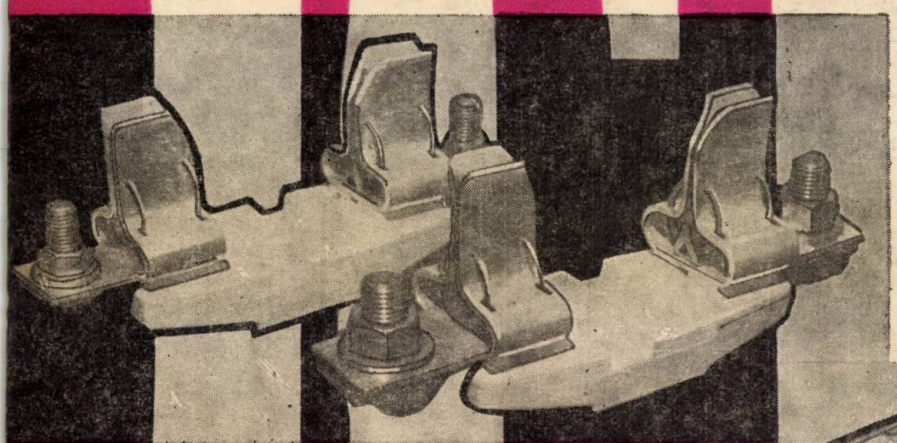
ICIDE

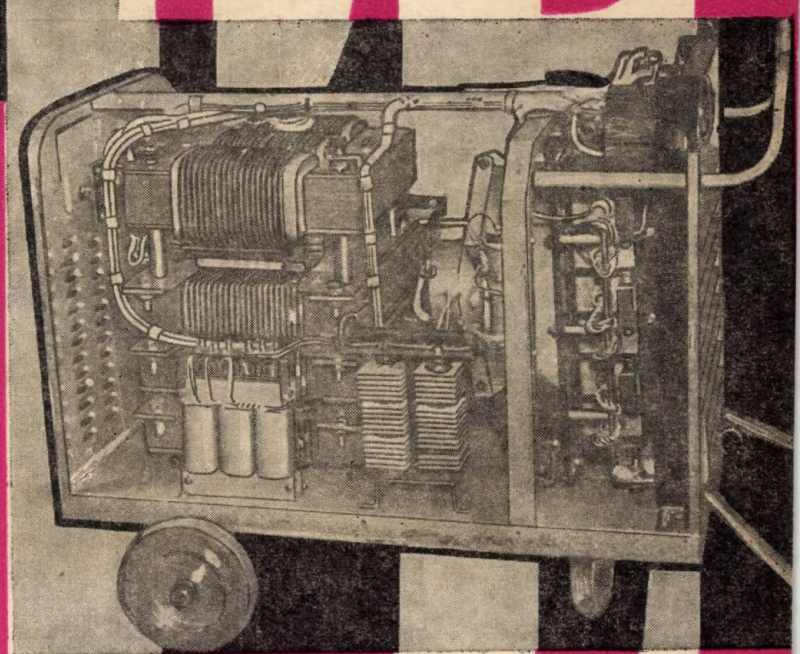
Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'Industrie Électrotechnique





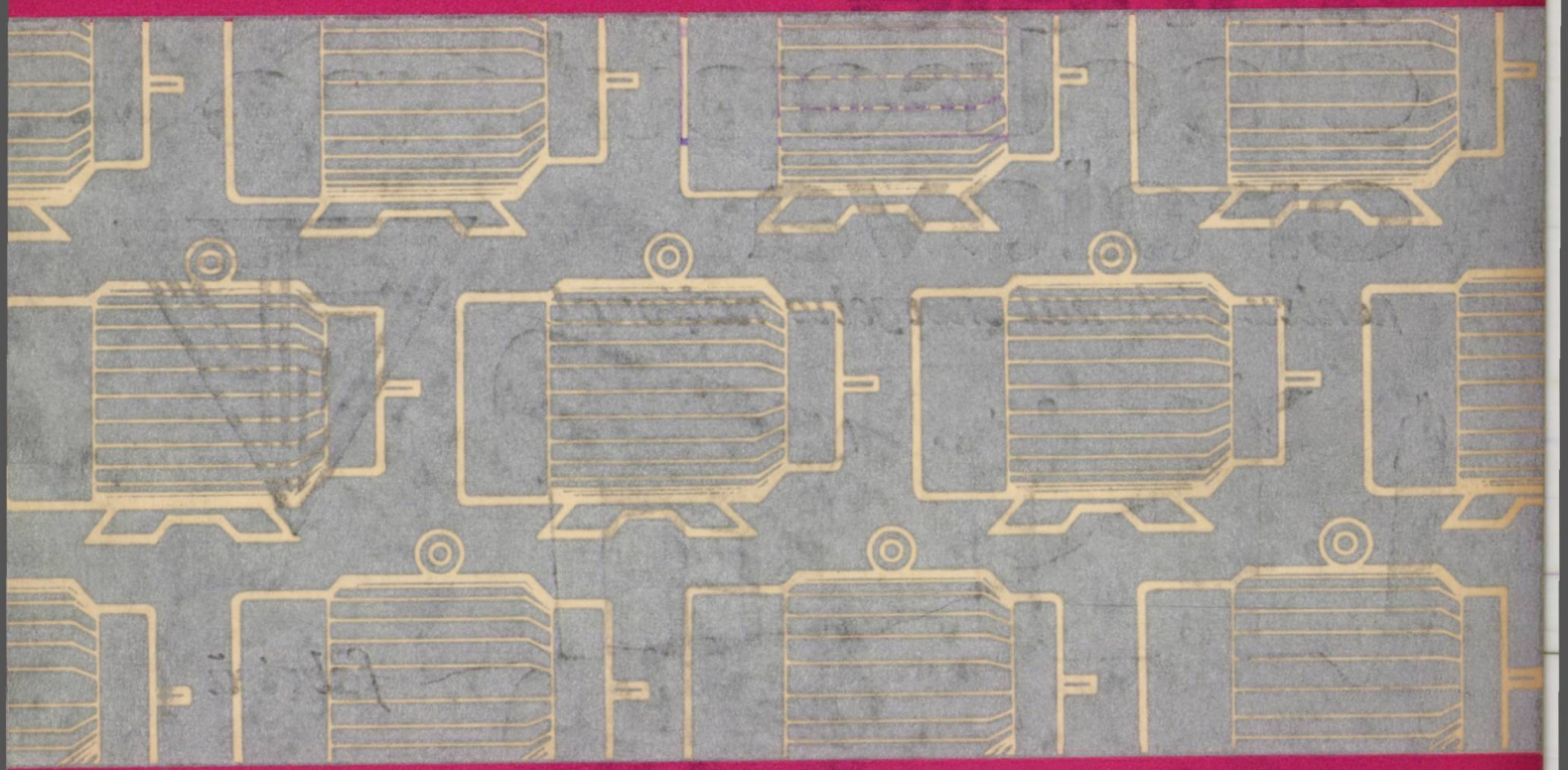
PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZARII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

E 2040

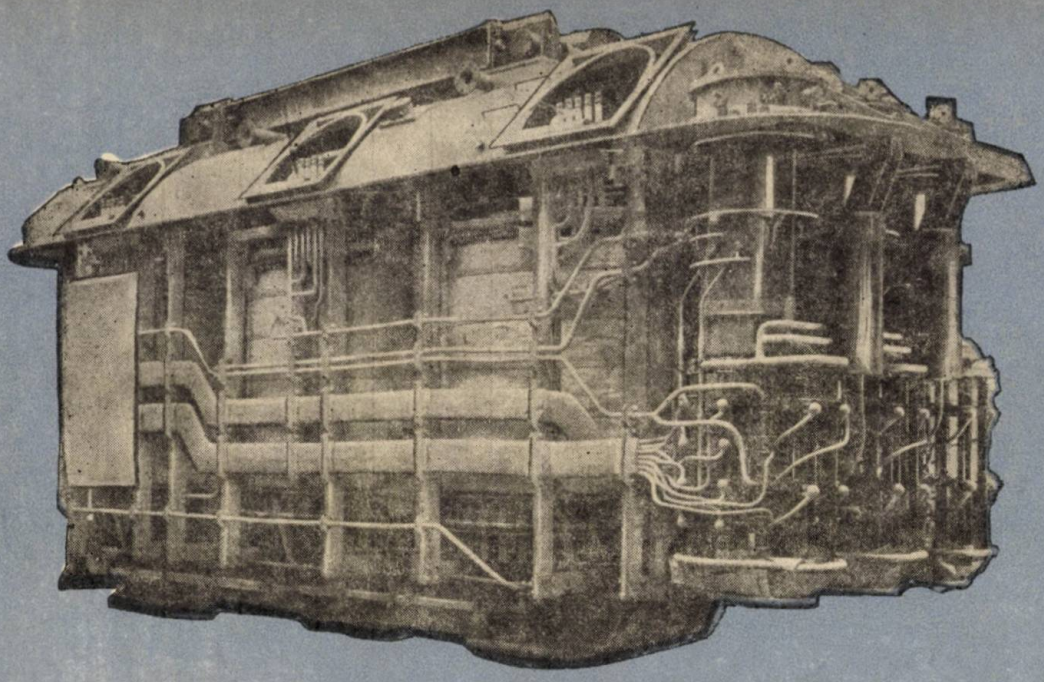
R

ELECTROTEHNICA



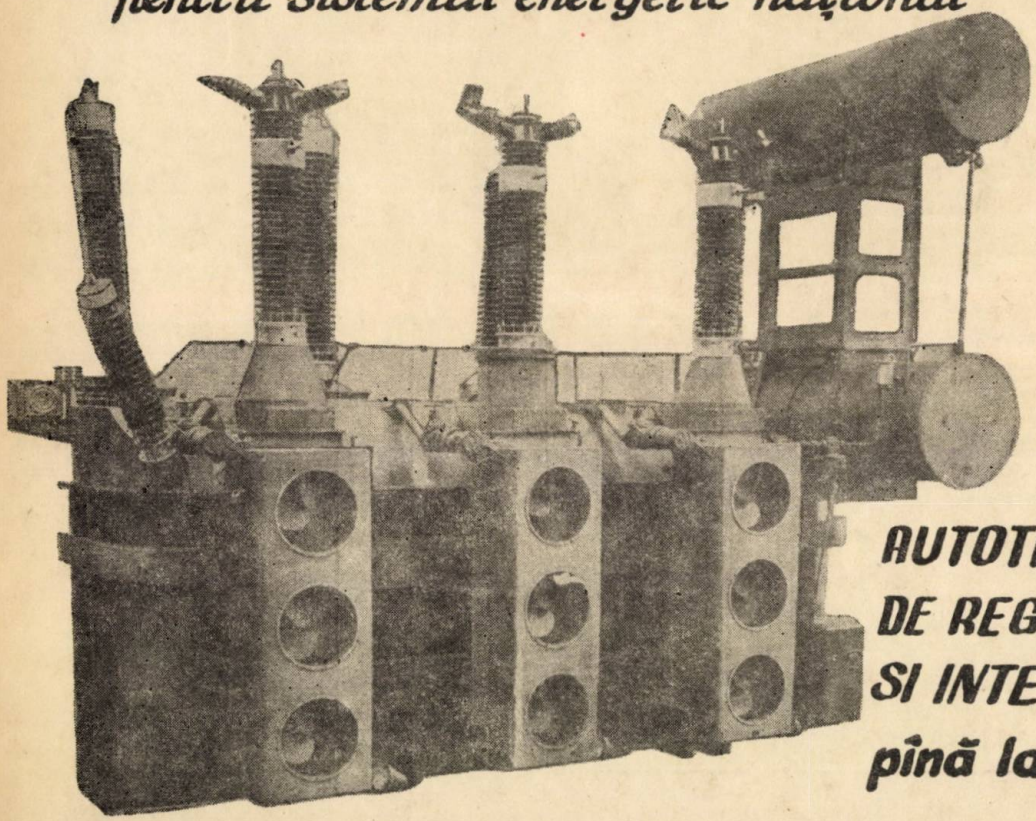
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 15 • Nr. 6 • IUNIE 1967

6



uzinele electroputere craiova

pentru sistemul energetic național



fabrică

AUTOTRANSFORMATOARE DE REGLAJ SI INTERCONECTARE pînă la 220 kV

ELECTROTEHNICA

Anul 15 nr. 6, pag. 193—232 iunie 1967

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu; ing. Șt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Răduleț; ing. R. Vlădoianu.

CUPRINS

CZ 621.316.1.016.313.001.24

Potolea, E.: **Calculul rețelelor trifazate în regimuri nesimetrice.**

Electrotehnica 15, nr. 6, iunie 1967, p. 193—201

Se scriu ecuațiile de funcționare în regim nesimetric, folosind matricele operatorice de corespondență a nesimetriilor. Ecuațiile se rezolvă cu ajutorul unei metode directe și cu ajutorul unei metode indirecte. În ambele metode este necesară inversarea unor matrice nesimetrice cu ordinele determinate de numărul elementelor nesimetrice și nu de complexitatea rețelei simetrice.

CZ 621.372.2.091.681.332

Adămuț, I.: **Rezolvarea proceselor de propagare de-a lungul unei structuri continue cu ajutorul modelării analogice a unor scheme lanț de cuadripoli.**

Electrotehnica 15, nr. 6, iunie 1967, p. 201—208

Se prezintă modelarea analogică a procesului de propagare de-a lungul unui lanț de cuadripoli, model al unei structuri continue, particularizat printr-o linie electrică lungă. Se arată diferitele scheme de modelare, se dau un exemplu de calcul și unele diagrame înregistrate pe calculatorul MECAN-II.

CZ 621.314.224.017.7.001.24

Pesici, M.: **Solicitarea termică a transformatorului de curent la scurtcircuit.**

Electrotehnica 15, nr. 6, iunie 1967, p. 209—213

După o scurtă expunere a solicitărilor termice și dinamice care apar într-un transformator de curent supus unui scurtcircuit, se menționează condițiile impuse de normele uzuale pentru aceste încercări. Se determină, analitic, încălzirea înfășurării primare, produsă de un curent de scurtcircuit și se arată grafic variația acestei încălziri în raport cu densitatea de curent. Se analizează efectul termic rezultat din încercări de laborator controlate și acela rezultat dintr-un curent de scurtcircuit în exploatare. În încheiere se arată efectele termice cumulate din funcționarea în regim normal și la scurtcircuit.

CZ 533. 9: 621.039.61:621.3

Nachman, M., Romalo, D. și *Lupaș, O.*: **Instalațiile cu jet de plasmă și utilizarea lor în electrotehnică.**

Electrotehnica 15, nr. 6, iunie 1967, p. 213—225

Se prezintă principiile de funcționare a instalațiilor cu jet de plasmă în curent continuu și unele aplicații ale acestuia în industria electrotehnică.

RECENZII 226—228
REFERATE 229—230
CRONICĂ 231—232

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru intreprinderi: lei 100 anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Intreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23 — 25, București c. 5373.

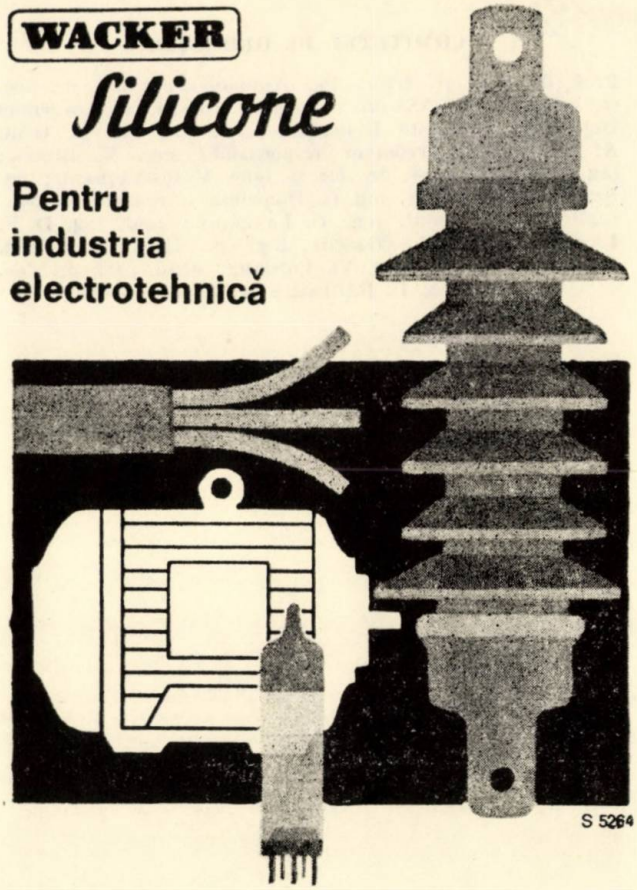
Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41400

WACKER

Silicone

Pentru industria electrotehnică



Cauciucuri siliconice

Piesele din cauciuc siliconic vulcanizat la cald, turnate în formă şi sprijuite, se comportă bine ca materiale stabile la temperatură şi la îmbătrînire, ca materiale elastice pentru diferitele scopuri tehnice şi ca izolaţie pentru cabluri cu rezistenţă la străpungere, ridicată. Cauciucul siliconic serveşte în formă dispersată la impregnarea mătăsii de sticlă, azbestului şi ţesăturilor organice.

Cauciucul siliconic vulcanizat la rece se întrebuinţează ca material dielectric şi antihigroscopic, pentru etanşeizări şi umpluturi, pentru piese de construcţie electrică cu parametri ridicaţi, precum şi ca material de forme elastice. Masele se întăresc la rece şi pot fi furnizate în stare transparentă sau pigmentată.

Vă stăm cu plăcere la dispoziţie cu sfaturi şi cu prospectele noastre.

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach 1

Republica Federală Germană

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare

CZ 621.313.32.016.37

Eckhardt, H. **Demarajul la frecvenţă crescîndă a două maşini sincrone.** În : Electrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 21, 14 oct, p. 762 — 769, 10 fig., 4 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.333.001.1

Schönbacher, K. **Teoria motoarelor de inducţie în sensul reprezentării figurativ-electrice.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87** nr. 22, 28 oct 1966, p. 782 — 789, 7 fig., 6 ref. bibl.

CZ 521.313.333.1 — 592.3

Hannakam, L. **Frînarea prin injectarea de curent continuu.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 14, 8 iul 1966, p. 515—526, 14 fig., 1 tab.

CZ. 621.311 Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare. Comutatrice

CZ 621.314.214 :621.311.1.017.2

Heilbronner, F. **Influenţa transformatoarelor de reglaje asupra pierderilor electrice în reţele.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ -A) **87**, nr. 19, 16 sept 1966, p. 685 — 689, 6 fig., 7 tab., 14 ref. bibl.

CZ 621.314.224.8.024

Krämer, W. **Controlul de înaltă precizie prin transductor de curent continuu pentru curenţi modulaţi continuu.** În : Electrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 18, 2 sept 1966, p. 665 — 673, 18 fig., 1 tab., 41 ref. bibl.

CZ.621.314.57.047.2

Abraham, L. şi *Koppelmann, F.* **Comutaţia forţată, o nouă branşă în tehnica redresoarelor.** În : Elektrotechn. Z (ETZ -A) **87**, nr. 18, 2 sept 1966, p. 649—658, 18 fig., 16 ref. bibl.

CZ 621.314.634 :621.791.037

Beyer, H. **Întrebuinţarea continuă şi intensitatea maximă a unui redresor de sudare cu celule de siliciu şi care comportă mai multe posturi de lucru.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 20, 28 oct 1966, p. 797—798, 2 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.315 Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cablari. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii

CZ 621.315.62 :621.316.612.2.001.4

Weyl D. **Încercarea elementelor electrice izolate cu ceramică.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 16, 12 aug 1966, p. 624 — 627, 5 fig.

CZ 621.315.62.015.53

Heise, W. şi *Köthe, K. H.* **Asupra proprietăţilor izolante ale izolatoarelor de înaltă tensiune neuniform murdărite la tensiune alternativă de frecvenţă industrială.** În : Elektrotechn.Z (ETZ-A) **87**, nr. 22, 28 oct. 1966, p. 777—782, 13 fig., 5 ref. bibl.

CZ. 621.316 Distribuţia energiei electrice. Reţele de distribuţie. Deschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor

CZ 621.316.5 :061.4

Reinsch, H. **Noile tipuri de întreruptoare de frecvenţă şi de joasă tensiune, cîmpuri de comutaţie şi distribuitoare.** În : Elektrotechnik **48**, nr. 21 iunie 1966, p. 486—492, 18 fig.

CZ 621.316.54 :621.315.2

Schulte, H. G. **Întreruptor de 110 kV cu ulei puţin, cu izolaţie gazoasă.** In : Elektrotechnik **48**, nr. 19, iun 1966, p. 439—443, 6 fig., 5 ref. bibl.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.316-1.016.313.001.24

Потоля, Е.: **Расчет трехфазных сетей в асимметрических режимах.**

Electrotehnica **15,** № 6, июнь 1967, стр. 193–201

Записываются функциональные уравнения в асимметрическом режиме, применяя операторные матрицы, соответствующие асимметричностям. Уравнения решаются при помощи прямого метода и при помощи косвенного метода. В обоих методах необходимо инверсировать некоторые асимметрические матрицы порядками, определенными числом асимметрических элементов, а не комплексностью симметрической сети.

ДК 621.372.2.091: 681.332

Адэмуц, И.: **Решение процессов распространения на непрерывных структурах при помощи аналогичного моделирования некоторых схем четырехполюсной цепи.**

Electrotehnica **15,** № 6, июнь 1967, стр. 201–208

Описывается аналогическое моделирование процесса распространения на четырехполюсной цепи, модель непрерывной структуры, характеризующаяся длинной электрической линеий. Приводятся различные схемы моделирования, дается пример вычисления и некоторые диаграммы, зарегистрированные на вычислительной машине MECAN—II.

ДК 621.314.224.017.7.001.24

Песичь, М.: **Термическая нагрузка трансформатора тока при коротком замыкании.**

Electrotehnica **15,** № 6, июнь 1967, стр. 209–213

После краткого описания термических и динамических нагрузок, возникающих в трансформаторе тока, подверженного короткому замыканию, приводятся условия, предписанные обычными нормами для этих испытаний. Определяется, аналитически, нагрев первичной обмотки, вызванный током короткого замыкания и показывается графически изменение этого нагрева в зависимости от плотности тока. Анализируется термический эффект, полученный в результате контролированных лабораторных испытаний, а также эффект от тока короткого замыкания в эксплуатации. В заключение приводятся термические эффекты, аккумулированные при работе в нормальном режиме и при коротком замыкании.

ДК 533.9: 621.039.61 : 621.3

Нахман, М., Ромало, Д. и *Лупаш, О.:* **Установки с плазмовой струей и их применение в электротехнике**

Electrotehnica **15,** № 6, июнь 1967, стр. 213–225

Приведены принципы работы установок с плазмовой струей в постоянном токе и их применение в электротехнической промышленности.

РЕЦЕНЗИИ 226–228

ДОКЛАДЫ 229–230

ХРОНИКА 231–232

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.316.1.016.313.001.24

Potolea, E. : **Die Berechnung der Drehstromnetze bei unsymetrischen Betrieben.**

Electrotehnica **15,** H. 6, Juni 1967, S. 193–201

Es werden die Betriebsgleichungen im unsymetrischen Zustand angegeben, wobei die zugeordneten Matrizenoperatoren der Unsymetrien erwendet werden. Die Gleichungen werden sowohl mit Hilfe einer direkten als auch einer indirekten Methode gelöst. In beiden Fällen ist die Umkehrung gewisser unsymetrischen Matrizen nötig und zwar in der Reihenfolge der unsymetrischen Elemente und nicht in derjenigen der Gesamtheit des symetrischen Netzes.

DK 621.372.2.091.681.332

Adămuț, I. : **Die Lösung der Fortpflanzungsprozesse auf gleichmässigen Strukturen mit Hilfe der analogischen Modellierung gewisser vierpoliger Kettenschemen.**

Electrotehnica **15,** H. 6, Juni 1967, S. 201–208

Dargestellt wird die analogische Modellierung des Fortpflanzungsprozesses auf einer Vierpolkette, Modell einer gleichmässigen Struktur, dargestellt durch eine lange elektrische Leitung. Es werden die verschiedenen Modellierungsschemen angegeben. Danach, werden ein Berechnungsbeispiel, sowie einige Diagrame die mit dem Kalkulator MECAN-II aufgenommen wurden, gezeigt.

DK 621.314.224.017.7.001.24

Pesici, M. : **Die Wärmebeanspruchung des Stromwandlers bei Kurzschluss.**

Electrotehnica **15,** H.6, Juni 1967, S. 209–213

Nach einer kurzen Beschreibung der thermischen und dynamischen Beanspruchungen des Transformators unter Kurzschluss, werden die Bedingungen aufgeführt, welche die gewöhnlichen Normen für diese Versuche vorschreiben. Dann wird analytisch die Erwärmung der Primärwicklung im Falle eines Kurzschluses bestimmt und ferner die Aenderung dieser Erwärmung mit der Stromstärke graphisch gezeigt. Man untersucht die thermische Wirkung und zwar sowohl diejenige, die aus Prüffeldversuchen hervorgeht als auch die, welche im Fall eines Kurzschlusses im Betrieb auftritt. Zum Schluss werden die gemeinsamen thermischen Wirkungen, das heisst die vom Normal als auch die vom Kurzschlussbetrieb angegeben.

DK 533.9: 621.039.61 : 621.3

Nachmann, M., Romalo, D. und *Lupaș, O.* : **Die Anlagen mit Plasmastrahl und ihre Anwendung in der Elektrotechnik.**

Electrotehnica **15,** H. 6, Juni 1967, S. 213–225

Dargestellt werden die Arbeitsprinzipien der Gleichstromanlagen mit Plasmastrahl, sowie einige seiner Anwendungen in der Elektrotechnik.

BUCHBESPRECHUNGEN 226–228

REFERATE 229–230

CHRONIK 231–232

SOMMAIRE

CD 621.316.1.016.313.001.24

Pololea, E. : **Le calcul des réseaux triphasés en régimes non symétriques.**

Electrotehnica **15**, no. 6, juin 1967, p. 193–201

On écrit les équations de fonctionnement en régime non symétrique en utilisant les matrices opératoires de correspondance des non symétries. On résoud les équations à l'aide d'une méthode directe et à l'aide d'une méthode indirecte. Pour les deux méthodes il est nécessaire d'inverser certaines matrices non symétriques, les ordres étant déterminés par le nombre des éléments non symétriques et non pas par la complexìté du réseau symétrique.

CD 621.372.2.091 : 681.332

Adămuț, I. : **La résolution des processus de propagation le long des structures continues à l'aide du modelage analogique de certaines schémas-chaine de quadripôles.**

Electrotehnica **15**, no. 6, juin 1967, p. 201–208

On présente le modelage analogique du processus de propagation le long d'une chaîne de quadripôles, modèle d'une structure continue, et en particulier sur une ligne électrique longue. On présente les différents schémas de modelage, on donne un exemple de calcul et certains diagrammes enregistrés sur le calculateur MECAN-II.

CD 621.314.224.017.7.001.24

Pesici, M. : **La sollicitation thermique du transformateur de courant au court-circuit.**

Electrotehnica **15**, no. 6, juin 1967, p. 209–213

Après un court exposé des sollicitations thermiques et dynamiques qui apparaissent dans un transformateur de courant soumis au court-circuit, on mentionne les conditions imposées par les normes usuelles pour ces épreuves. On détermine d'une manière analytique l'échauffement de l'enroulement primaire produit par un courant de court-circuit et l'on montre, à l'aide de graphiques, la variation de cet échauffement par rapport à la densité du courant. On analyse l'effet thermique à la suite des expériences de laboratoire contrôlées, ainsi que l'effet résulté d'un courant de court-circuit pendant l'exploitation. Pour conclure, on indique les effets thermiques cumulés pendant le fonctionnement en régime normal et pendant le court-circuit.

CD 533.9 :621.029.61 : 621.3

Nachman, M., Romalo, D. et *Lupaș, O.* : **Les installations à jet de plasma et leur utilisation et électrotechnique.**

Electrotehnica **15**, no. 6, juin 1967, p. 213–225

On présente les principes de fonctionnement des installations à jet de plasma en courant continu et quelques applications de ce dernier en électrotechnique.

COMPTES RENDUS 226–228

EXTRAITS 229–230

CHRONIQUE 231–232

CONTENTS

DC 621.316.1.016.313.001.24

Pololea, E. : **The calculus of three-phase networks in asymetrical regimes.**

Electrotehnica **15**, nr. 6, iunie 1967, p. 193–201

The working equations in asymmetrical regimes are written by using the corespondence operational matrixes of asymmetries. The equations are solved by either a direct or an indirect method. With both methods it is necessary to reverse some asymmetrical matrixes with the orders determined by the number of asymmetrical elements and not by the complexity of the network.

DC 621.372.2.091 :681.332

Adămuț, I. : **The solution of propagation processes on continuous structures by means of the analogical modelling of some chain quadripole diagrams.**

Electrotehnica **15**, nr. 6, iunie 1967, p. 201–208

The analogical modelling of a propagation process on a quadripole chain, model of a continuous structure, particularised by a long electrical line is presented. The different modelling schemes as well as a calculus example and some diagrams recorded by the MECAN-II computer are given.

DC 621.314.224.017.7.001.24

Pesici, M. : **The thermic stress of a current transformer at short-circuit.**

Electrotehnica **15**, nr. 6, iunie 1967, p. 209–213

After briefly describing the thermic and dynamic stresses occurring in a current transformer subjected to a short-circuit, the author mentions the conditions required by the usual standards for these tests. The heating of the primary winding produced by a short-circuit current is determined and the variation of this heating with the current density is graphically pointed out. The thermic effect resulting from controlled laboratory tests and that resulting from a short-circuit current in exploitation are analysed. The thermic effects cumulated from the working in normal and short-circuit conditions are pointed out in conclusion.

DC 3.539 : 621.039.61 : 621.3

Nachman, M., Romalo, D. and *Lupaș, O.* : **The plasma-jet installations and their utilization in electrotechnics.**

Electrotehnica **15**, nr. 6, iunie 1967, p. 213–225

The working principles of the plasma-jet installations in continuous currenti are presented as well as some of their applications in the electrotechnical industry.

REVIEWS 226–228

REPORTS 229–230

CHRONICLE 231–232

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 6 București, iunie 1967

Calculul rețelelor trifazate în regimuri nesimetrice

Eugen Potolea * — București

CZ 621.316.1.016.313.001.24

Studiul regimurilor nesimetrice în rețelele trifazate este orientat în literatura de specialitate pe linia construirii unor scheme echivalente în metoda componentelor simetrice, după care urmează scrierea și rezolvarea ecuațiilor Kirchhoff. Uneori, studiul se oprește în stadiul de construire a schemelor echivalente [4], iar alteori, se obțin relații de calcul [3] pentru diferite cazuri concrete de nesimetrii.

În stadiul actual al tehnicii, cînd inginerul electroenergetic dispune de un instrument eficient de calcul cum este calculatorul cifric, se impune reconsiderarea unor metode în scopul adaptării lor la posibilitățile calculatorului cifric. Se pune problema stabilirii unor algoritme simple pentru programarea scrierii și rezolvării ecuațiilor pe calculatorul cifric. În această ordine de idei, folosirea metodelor topologice și matriciale oferă cele mai largi posibilități. În lucrările anterioare ale autorului s-a aplicat teoria grafului la studiul rețelelor electrice în general [6], [7] și la studiul rețelelor trifazate în special [8], [9]. În ultima lucrare [10] s-au studiat elementele nesimetrice, care intervin în rețelele trifazate și s-au stabilit ecuațiile lor de funcționare. În cele ce urmează, se vor folosi rezultatele din [10] pentru a trece la etapa următoare: scrierea și rezolvarea ecuațiilor de funcționare pentru o rețea complexă constituită din elemente simetrice și nesimetrice.

1. Schemele rețelelor fictive

În figura 1, *a* este reprezentată schema monofilară de conexiuni a unei rețele cu toate elementele simetrice. Schemele rețelelor fictive s-au construit în ipoteza că admitanțele liniilor sînt neglijabile. Fiecare linie a fost reprezentată printr-o latură longitudinală, fără admitanțe la noduri. Dacă se iau în considerare și admitanțele liniilor, acestea se introduc la noduri în toate rețelele fictive ($Y_d = Y_i \neq Y_h$).

Schemele rețelelor directă și inversă (fig. 1, *b* și *c*) au aceeași configurație și aceleași impedanțe pentru elementele statice, cum sînt liniile și transformatoarele [8], [9]. Pentru elementele dinamice, cum sînt generatoarele și motoarele electrice, se introduc admitanțe de valori diferite în schemele directă și inversă [9].

Schema rețelei homopolare are o configurație diferită de a celorlalte două din următoarele cauze:

— consumatorii și generatoarele au neutrele izolate și de aceea nu este posibilă circulația curenților homopolari în laturile corespunzătoare. Aceste laturi din rețeaua homopolară trebuie să rămînă deschise, așa cum se arată în figura 1, *d*, pentru laturile L_{01}, L_{03}, L_{06} și pentru laturile G_{01}, G_{04};

— prezența transformatoarelor, cu conexiuni care nu permit trecerea curenților homopolari, impune deschiderea unor laturi longitudinale din rețeaua homopolară. Așa se întîmplă cu latura L_{12} din rețeaua homopolară, care corespunde transformatorului T_1 cu conexiunea triunghi-stea cu neutrul izolat;

— prezența unor legături pe neutrele transformatoarelor are ca efect introducerea unor laturi transversale în rețeaua homopolară. Așa se întîmplă în cazul transformatoarelor T_2 și T_3, care au neutrul conectat direct la pămînt sau printr-o impedanță.

Pe baza schemelor echivalente din figura 1 s-au reprezentat grafurile rețelelor directă (*a*), inversă (*b*) și homopolară (*c*) din figura 2.

* Dr. ing. *E. Potolea* este conferențiar la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București.

Aceste grafuri au un nod comun, pămîntul fictiv, și unele noduri și laturi corespondente.

Pămîntul fictiv se alege ca nod de referință pentru fiecare din grafuri. În felul acesta se obține un graf general, format din trei sub-

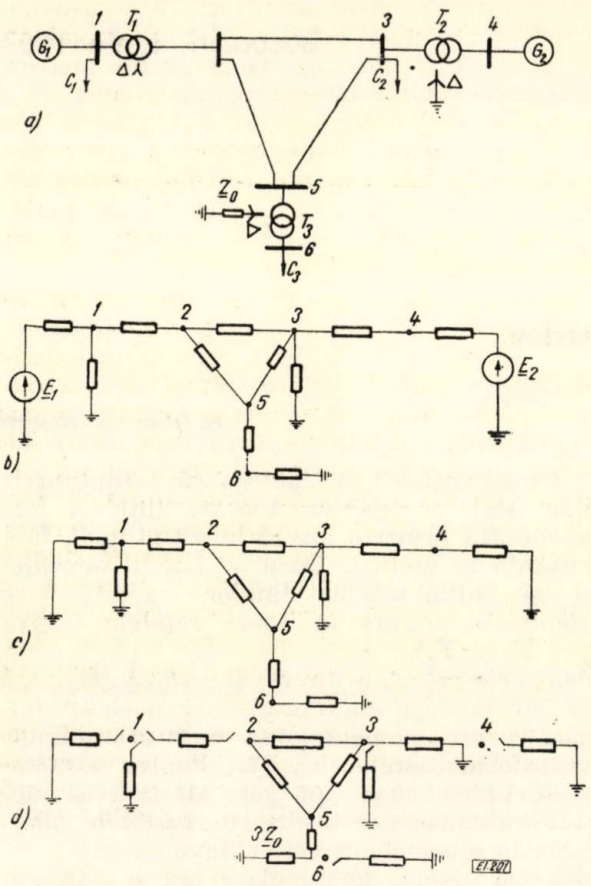


Fig. 1. Schemele unui sistem electric:
a – schema monofilară; *b* – schema rețelei directe;
c – schema rețelei inverse; *d* – schema rețelei homopolare.

grafuri cu un nod comun, ales ca referință. Subgrafurile rețelelor de succesiune directă și inversă sînt identice și de aceea toate nodurile și laturile lor sînt corespondente. Subgraful rețelei homopolare diferă de subgraful rețelelor directă și inversă. Unele noduri din rețeaua homopolară sînt izolate. iar unele laturi sînt deschise sau sînt șuntate la nodul de referință. În figura 2, *c*, nodurile *1,4,6* sînt izolate, laturile G_{01}, G_{04}, L_{01}, L_{12}, L_{03} sînt deschise, iar laturile L_{34}, L_{56} sînt șuntate și joacă rolul unor laturi de forma L_{30}, L_{50}.

Nodurile și laturile rămase în graful homopolar au totdeauna corespondențe în graful direct și invers. Nodurile *2*, *3*, *5* din graful homopolar corespund cu nodurile *2*, *3*, *5* din graful direct sau invers. Laturile L_{23}, L_{30}, L_{50}, L_{25}, L_{35} din graful homopolar corespund cu laturile L_{23}, L_{34}, L_{56}, L_{25}, L_{35} din graful direct sau invers.

Se poate stabili o corespondență între ciclurile din cele trei subgrafuri, dacă se aleg arborii, după cum urmează:

— se alege mai întîi arborele homopolar, examinînd schema cu laturi șuntate;

— arborele direct (sau invers) conține toate laturile corespondente față de arborele homopolar și în plus conține laturi necorespondente pentru graful homopolar.

Arborele homopolar din figura 2, *c* conține două laturi șuntate L_{50}, L_{30} și o latură nor-

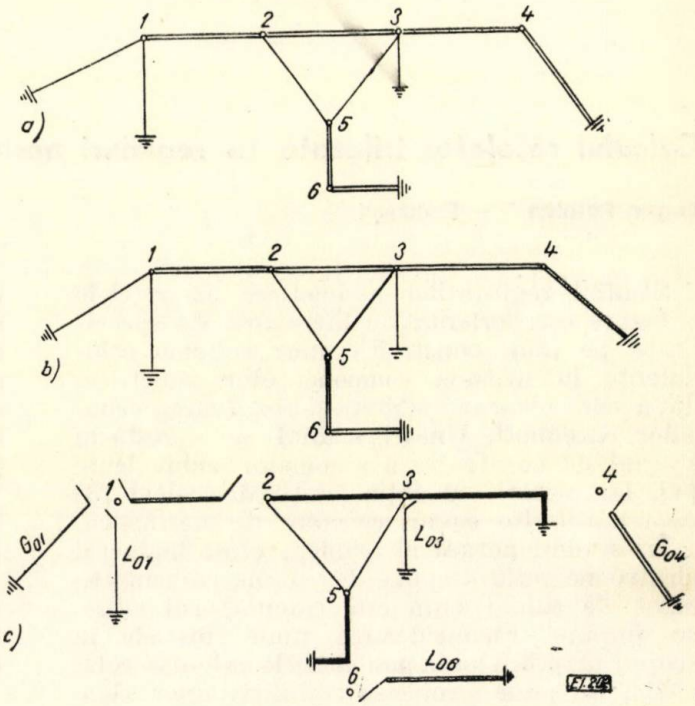


Fig. 2. Grafurile rețelelor fictive:
a – graful rețelei directe; *b* – graful rețelei inverse;
c – graful rețelei homopolare.

mală L_{23}. Ciclurile independente sînt închise de coardele normale L_{25} și L_{35}. Într-o altă variantă se poate forma arborele din laturile L_{50}, L_{25}, L_{23}, astfel că una din laturile șuntate L_{30} devine coardă.

Arborii grafurilor din rețelele directă și inversă conțin laturile corespondente L_{56}, L_{23}, L_{34} și se completează cu noi laturi arbore, evitînd includerea laturilor L_{25} sau L_{35}, care sînt coarde în graful homopolar. Grafurile rețelelor directă și inversă conțin două cicluri corespondente, închise de coardele L_{25}, L_{35} și trei cicluri necorespondente, închise de coardele necorespondente G_{01}, L_{01}, L_{03}. Ciclurile C_{25} și C_{35} din graful direct (sau invers) sînt incidente la laturi corespondente și la laturi necorespondente.

Matricele de incidență $[A]$, $[B]$ și $[D_1]$ ale grafului general $[G]$ se scriu cu ajutorul unor submatrice de ordinul trei, care conțin rîn-

duri și coloane corespunzătoare celor trei rețele fictive :

$$1^3 = \begin{array}{c|c|c|c} & d & i & h \\ \hline d & 1 & & \\ \hline i & & 1 & \\ \hline h & & & 1 \end{array}; \quad 1^2 = \begin{array}{c|c|c|c} & d & i & h \\ \hline d & 1 & & \\ \hline i & & 1 & \\ \hline h & & & \end{array};$$

$$0^3 = \begin{array}{c|c|c|c} & d & i & h \\ \hline d & & & \\ \hline i & & & \\ \hline h & & & \end{array}.$$

La scrierea matricei $[A]$ se utilizează submatricea 1^3 pentru laturile și nodurile incidente în cele trei rețele fictive și submatricea 1^2 pentru laturile și nodurile incidente numai în rețelele directă și inversă.

La scrierea matricelor $[B]$ și $[D_1]$ se utilizează submatricea 1^3 pentru laturile și ciclurile incidente în cele trei rețele fictive și submatricea 1^2 pentru laturile incidente la cicluri numai în rețelele directă și inversă. Pentru ciclurile din rețelele directă și inversă, care nu intervin în rețeaua homopolară, se utilizează numai submatricea 1^2.

În anexă este prezentat un exemplu pentru scrierea matricelor $[A]$ și $[B]$ cu ajutorul submatricelor 1^3, 1^2 și 0^3.

Folosind matricele $[A]$, $[B]$ și $[D_1]$, se exprimă matricele :

$$\begin{aligned} [\underline{Y}_n] &= [A]\ [\underline{Y}]\ [A]_t \\ [\underline{Z}_c] &= [B]\ [\underline{Z}]\ [B]_t \\ [\underline{Z}_a] &= [D_1]\ [\underline{Z}_1]\ [D_1]_t . \end{aligned} \qquad (1)$$

Matricele $[\underline{Y}]$ și $[\underline{Z}]$, la fel ca și submatricea $[\underline{Z}_1]$, corespunzătoare arborelui, sînt diagonale și constituite din submatrice diagonale de ordinul trei :

$$[\underline{Y}_s] = \begin{array}{|c|c|c|} \hline \underline{Y}_d & & \\ \hline & \underline{Y}_i & \\ \hline & & \underline{Y}_h \\ \hline \end{array}; \quad [\underline{Z}_s] = \begin{array}{|c|c|c|} \hline \underline{Z}_d & & \\ \hline & \underline{Z}_i & \\ \hline & & \underline{Z}_h \\ \hline \end{array}.$$

Pentru laturile deschise în rețeaua homopolară parametrii $\underline{Y}_h$ și $\underline{Z}_h$ pot să rămînă nedeterminați. Efectuînd produsele matriciale din (1), se constată că submatricele $[\underline{Y}_s]$ și $[\underline{Z}_s]$ ale laturilor deschise se înmulțesc cu submatricea 1^2, astfel că devin :

$$[\underline{Y}'_s] = \begin{array}{|c|c|c|} \hline \underline{Y}_d & & \\ \hline & \underline{Y}_i & \\ \hline & & \\ \hline \end{array}; \quad [\underline{Z}'_s] = \begin{array}{|c|c|c|} \hline \underline{Z}_d & & \\ \hline & \underline{Z}_1 & \\ \hline & & \\ \hline \end{array}.$$

Matricele $[\underline{Y}_n]$ $[\underline{Z}_c]$ și $[\underline{Z}_a]$ pot fi scrise direct folosind reguli analoge cu cele enunțate în [7]. Rolul impedanțelor și admitanțelor îl au de data aceasta submatricele de ordinul trei $[\underline{Y}_s]$ și $[\underline{Z}_s]$ sau $[\underline{Y}'_s]$ și $[\underline{Z}'_s]$. În anexă se dă un exemplu de scriere directă a matricelor $[\underline{Y}_n]$ și $[\underline{Z}_c]$.

Toate submatricele de ordinul trei din $[\underline{Y}_n]$, $[\underline{Z}_c]$ și $[\underline{Z}_a]$ sînt diagonale, ceea ce corespunde cu faptul că rețelele fictive sînt independente atît timp cît nu intervin elemente nesimetrice. În aceste condiții, inversarea matricelor $[\underline{Y}_n]$ și $[\underline{Z}_c]$ se poate efectua separat pentru cele trei rețele fictive. După obținerea matricelor inverse, calculate separat, se repartizează termenii în căsuțele corespunzătoare ale matricelor generale $[\underline{Z}_n]$ și $[\underline{Y}_c]$, inversele matricelor generale $[\underline{Y}_n]$ și $[\underline{Z}_c]$.

Matricele $[\underline{Y}_n]$, $[\underline{Z}_c]$ și $[\underline{Z}_a]$ pentru fiecare din rețelele fictive se extrag din matricele generale sau se scriu separat, examinînd separat schemele rețelelor fictive. Matricele extrase sînt identice cu matricele scrise separat numai în cazul rețelelor directă și inversă. Matricele extrase pentru rețeaua homopolară conțin rînduri și coloane nule, care corespund nodurilor izolate, respectiv ciclurilor deschise în rețeaua homopolară. După eliminarea acestor rînduri și coloane nule se obțin matrice identice cu cele scrise separat. Aceste matrice se inversează și apoi se repartizează termenii în căsuțele corespunzătoare ale matricelor generale $[\underline{Z}_n]$ și $[\underline{Y}_c]$.

Matricele $[\underline{Y}_n]$ și $[\underline{Z}_c]$ nu se inversează fiecare separat. Este suficient să se inverseze numai matricea, cu ordinul mai redus, după care se folosește una dintre relațiile [10] :

$$\begin{aligned} [\underline{Z}_n] &= [\underline{Z}_a] - [\underline{Z}_a]\ [A_2]\ [\underline{Y}_c]\ [A_2]_t\ [\underline{Z}_a] \\ [\underline{Y}_c] &= [\underline{Y}_2] - [\underline{Y}_2]\ [A_2]_t\ [\underline{Z}_n]\ [A_2]\ [\underline{Y}_2]. \end{aligned} \qquad (2)$$

Matricele $[\underline{Z}_n]$ și $[\underline{Y}_c]$, calculate pentru rețeaua simetrică, se folosesc în continuare la calculul regimurilor nesimetrice, provocate de intervenția unor elemente nesimetrice în diferite laturi și la diferite noduri ale rețelei trifazate.

2. Ecuațiile regimului nesimetric

Ecuațiile de funcționare în regim nesimetric se scriu folosind sistemul componentelor simetrice d, i, h. Toate matricele care intervin sînt constituite din submatrice de ordinul trei, corespunzătoare celor trei rețele fictive d, i, h.

Se admite că rețeaua trifazată este simetrică, în general, cu excepția unor elemente nesimetrice, care intervin în unele laturi și la unele noduri. Aceste elemente nesimetrice se iau în considerație în rețelele fictive (fig. 3) prin introducerea unor tensiuni electromo-

toare $\underline{\Delta E}$ în locul elementelor nesimetrice longitudinale și a unor curenți injectați la noduri $\underline{\Delta I}$ în locul elementelor nesimetrice transversale.

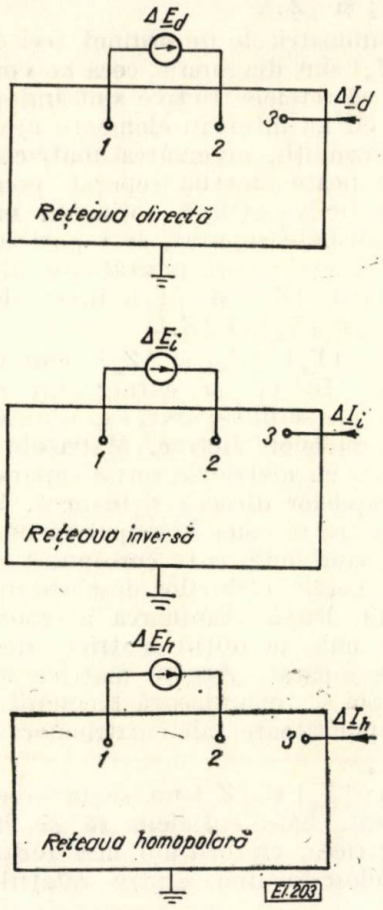


Fig. 3. Schemele rețelelor fictive cu elemente nesimetrice într-o latură și la un nod.

Ecuațiile de funcționare ale rețelei, în care sînt incluse elemente nesimetrice, sînt :

— ecuațiile de material :

$$[\underline{Z}]\ [\underline{I}] = [\underline{E}] + [\underline{\Delta E}] + [\underline{V}]; \tag{3}$$

— ecuațiile topologice :

$$\begin{aligned} &[A]\ [\underline{I}] = [\underline{\Delta I}] \\ &[A]_t\ [\underline{V}_n] = [\underline{V}]. \end{aligned} \tag{4}$$

Ecuațiile (3) și (4) se completează cu ecuațiile de funcționare ale elementelor nesimetrice [10] :

— ecuațiile de material :

$$\begin{aligned} &[\underline{\Delta V}_r] = [\underline{Z}_r]\ [\underline{I}_r] \\ &[\underline{\Delta I}_r] = [\underline{Y}_r]\ [\underline{V}_r]; \end{aligned} \tag{5}$$

— ecuațiile de corespondență pentru nesimetriile longitudinale:

$$\begin{aligned} &[\underline{\Delta E}] = -\ [\underline{D}_r]\ [\underline{\Delta V}_r] \\ &[\underline{I}_r] = [\underline{D}_r]_t^*\ [\underline{I}]; \end{aligned} \tag{6}$$

— ecuațiile de corespondență pentru nesimetriile transversale :

$$\begin{aligned} &[\underline{\Delta I}] = -\ [\underline{A}_r]\ [\underline{\Delta I}_r] \\ &[\underline{V}_r] = [\underline{A}_r]_t^*\ [\underline{V}_n]. \end{aligned} \tag{7}$$

Relațiile (3), (4), (5), (6), (7) formează un sistem complet de ecuații, din care se pot determina toate necunoscutele regimului nesimetric. Se vor folosi două metode pentru rezolvarea sistemului de ecuații : metoda directă și metoda indirectă.

3. Metoda directă

În metoda directă se ia ca necunoscută de bază matricea $[\underline{V}_n]$ în funcție de care se exprimă apoi toate celelalte necunoscute.

Din prima relație (5) și din relațiile (6) rezultă :

$$\begin{aligned} &[\underline{\Delta E}] = -\ [\underline{\Delta Z}]\ [\underline{I}] \\ &[\underline{\Delta Z}] = [\underline{D}_r]\ [\underline{Z}_r]\ [\underline{D}_r]_t^*. \end{aligned} \tag{8}$$

Din a doua relație (5) și din relațiile (7) rezultă :

$$\begin{aligned} &[\underline{\Delta I}] = -\ [\underline{\Delta Y}_n]\ [\underline{V}_n] \\ &[\underline{\Delta Y}_n] = [A_r]\ [\underline{Y}_r]\ [A_r]_t^*. \end{aligned} \tag{9}$$

Relațiile (8) și (9) se introduc în (3) și (4) :

$$\begin{aligned} &([\underline{Z}] + [\underline{\Delta Z}])\ [\underline{I}] = [\underline{E}] + [A]_t[\underline{V}_n] \\ &[A]\ [\underline{I}] = -\ [\underline{\Delta Y}_n]\ [\underline{V}_n]. \end{aligned} \tag{10}$$

Între relațiile (10) se elimină $[\underline{I}]$ și se obține :

$$[\underline{V}_n] = -\ [\underline{Y}_n'']^{-1}\ [A]\ [\underline{Y}']\ [\underline{E}], \tag{11}$$

cu notațiile :

$$\begin{aligned} &[\underline{Y}_n''] = [\underline{Y}_n'] + [\underline{\Delta Y}_n] \\ &[\underline{Y}_n'] = [A]\ [\underline{Z}']^{-1}\ [A]_t \\ &[\underline{Z}_n'] = [\underline{Z}] + [\underline{\Delta Z}], \end{aligned} \tag{12}$$

sau :

$$\begin{aligned} &[\underline{Z}'] = [\underline{Z}] + [\underline{D}_r]\ [\underline{Z}_r]\ [\underline{D}_r]_t^* \\ &[\underline{Y}_n''] = [\underline{Y}_n'] + [\underline{A}_r]\ [\underline{Y}_r]\ [\underline{A}_r]_t^*. \end{aligned} \tag{13}$$

Matricele din (13) sînt de forma :

$$[M] = [P]^{-1} \pm [Q_1]\ [R]\ [Q_2] \tag{14}$$

și se inversează cu relațiile :

$$\begin{aligned} &[M]^{-1} = [P] - [P]\ [Q_1]\ [T]^{-1}\ [Q_2]\ [P] \\ &[T] = \pm\ [R]^{-1} + [Q_2]\ [P]\ [Q_1]. \end{aligned} \tag{15}$$

Aplicînd relațiile (15) la inversarea matricei $[\underline{Z}']$, se obține :

$$\begin{aligned} &[\underline{Y}'] = [\underline{Y}] - [\underline{Y}]\ [\underline{D}_r]\ [\underline{Y}_{ro}]^{-1}\ [D_r]_t^*\ [\underline{Y}] \\ &[\underline{Y}_{ro}] = [\underline{Z}_r]^{-1} + [D_r]_t^*\ [\underline{Y}]\ [\underline{D}_r]. \end{aligned} \tag{16}$$

Aplicînd relațiile (15) la inversarea matricei $[\underline{Y}_n'']$, se obține:

$$[\underline{Z}_n''] = [\underline{Z}_n'] - [\underline{Z}_n'][\underline{A}_r][\underline{Z}_{rc}]^{-1}[\underline{A}_r]_t^*[\underline{Z}_n'] \qquad (17)$$
$$[\underline{Z}_{rc}] = [\underline{Y}_r]^{-1} + [A_r]_t^*[\underline{Z}_n'][\underline{A}_r].$$

Introducînd (16) în (11), rezultă:

$$[\underline{Y}_n'] = [\underline{Y}_n] - [Q_1][\underline{Y}_{rc}]^{-1}[Q_2], \qquad (18)$$

în care:

$$[\underline{Q}_1] = [A]\,[\underline{Y}]\,[\underline{D}_r] \qquad (19)$$
$$[Q_2] = [\underline{D}_r]_t^*\,[\underline{Y}[\,[A]_t.$$

Matricea $[\underline{Y}_n']$ se inversează cu relațiile:

$$[\underline{Z}_n'] = [\underline{Z}_n] - [\underline{Z}_n][\underline{Q}_1][\underline{T}]^{-1}[\underline{Q}_2][\underline{Z}_n] \qquad (20)$$
$$[\underline{T}] = -[\underline{Y}_{rc}] + [\underline{Q}_2][\underline{Z}_n][\underline{Q}_1].$$

Calculul matricei $[\underline{Z}_n']$ cu relațiile (20) necesită inversarea matricelor $[\underline{T}]$ și $[\underline{Z}_r]$ din (20) și din (16), al căror ordin este determinat de numărul elementelor nesimetrice longitudinale. Calculul matricei $[\underline{Z}_n'']$ cu relațiile (17) necesită inversarea matricelor $[\underline{Z}_{rc}]$ și $[\underline{Y}_r]$, al căror ordin este determinat de numărul elementelor nesimetrice transversale.

După determinarea matricei $[\underline{V}_n]$ din (11) se calculează $[\underline{I}]$ din prima relație (10) și eventual $[\underline{\Delta E}]$ din (3). Matricele $[\underline{\Delta I}_r]$, $[\underline{\Delta V}_r]$ sînt date de relațiile:

$$[\underline{\Delta I}_r] = [\underline{Y}_r]\,[\underline{A}_r]_t^*\,[\underline{V}_n] \qquad (21)$$
$$[\underline{\Delta V}_r] = [\underline{Z}_r]\,[\underline{D}_r]_t^*\,[\underline{I}].$$

Relațiile (21) sînt aplicabile pentru nesimetrii de formă generală, dar nu sînt aplicabile pentru nesimetrii de formă particulară, cum sînt scurtcircuitele ($\underline{Y}_r = \infty$) și întreruperile de faze ($\underline{Z}_r = \infty$). Pentru a obține relații generale, aplicabile în orice condiții, se folosesc ecuațiile de corespondență (6) și (7), din care rezultă:

$$[\underline{\Delta V}_r] = -[\underline{D}_r]_t^*\,[\underline{\Delta E}] \qquad (22)$$
$$[\underline{\Delta I}_r] = -[A_2]_t^*\,[\underline{\Delta I}].$$

Relațiile (22) se obțin din (6) și (7) înmulțind la stînga cu $[\underline{D}_r]_t^*$, respectiv cu $[\underline{A}_r]_t^*$ și ținînd seamă că matricele de corespondență operatrice satisfac condițiile:

$$[\underline{D}_r]_t^*[\underline{D}_r] = [U_L] \qquad (23)$$
$$[\underline{A}_r]_t^*[\underline{A}_r] = [U_T],$$

în care $[U_L]$ și $[U_T]$ sînt matrice unitate cu ordinele corespunzătoare numărului de nesimetrii longitudinale și transversale.

4. Metoda indirectă

În metoda indirectă se aleg ca necunoscute de bază matricele $[\underline{\Delta V}_r]$ și $[\underline{\Delta I}_r]$, care intervin în relațiile (21), scrise sub forma:

$$[\underline{Y}_r]^{-1}\,[\underline{\Delta I}_r] = [\underline{A}_r]_t^*\,[\underline{V}_n] \qquad (24)$$
$$[\underline{Z}_r]^{-1}\,[\underline{\Delta V}_r] = [\underline{D}_r]_t^*\,[\underline{I}].$$

Din relațiile (3) și (4) se exprimă $[\underline{V}_n]$ și $[\underline{I}]$ în funcție de $[\underline{\Delta E}]$ și $[\underline{\Delta I}]$:

$$[\underline{V}_n] = -[\underline{Y}_n]^{-1}\,[A]\,[\underline{Y}]\,([\underline{E}] + [\underline{\Delta E}]) - [\underline{Y}_n]^{-1}\,[\underline{\Delta I}] \qquad (25)$$
$$[\underline{I}] = [B]_t\,[\underline{Z}_c]^{-1}\,[B]\,([\underline{E}] + [\underline{\Delta E}]) - [\underline{Y}]\,[A]_t\,[\underline{Y}_n]^{-1}\,[\underline{\Delta I}].$$

Se exprimă matricele $[\underline{\Delta I}]$ și $[\underline{\Delta E}]$ cu primele relații din (6), (7) și apoi se introduc relațiile (25) în (24). După efectuarea unor operații simple, se obține:

$$[\underline{Z}_A]\,[\underline{\Delta I}_r] + [\underline{M}_{AD}]\,[\underline{\Delta V}_r] = [\underline{E}_A] \qquad (26)$$
$$[\underline{M}_{DA}]\,[\underline{\Delta I}_r] + [\underline{Y}_D]\,[\underline{\Delta V}_r] = [\underline{J}_D],$$

cu notațiile:

$$[\underline{Z}_A] = [\underline{Y}_r]^{-1} + [\underline{A}_r]_t^*\,[\underline{Y}_n]^{-1}\,[\underline{A}_r]$$
$$[\underline{Y}_D] = [\underline{Z}_r]^{-1} + [\underline{D}_r]_t^*\,[B]_t\,[\underline{Z}_c]^{-1}\,[B][\underline{D}_r]$$
$$[\underline{M}_{AD}] = [\underline{A}_r]_t^*\,[\underline{Y}]\,[\underline{A}]_t\,[\underline{Y}_n]^{-1}\,[\underline{D}_r] \qquad (27)$$
$$[\underline{M}_{DA}] = [\underline{D}_r]_t^*\,[\underline{Y}]\,[A]_t\,[\underline{Y}_n]^{-1}\,[A_r]$$
$$[\underline{E}_A] = -[\underline{A}_r]_t^*\,[\underline{Y}_n]^{-1}\,[A]\,[\underline{Y}]\,[\underline{E}]$$
$$[\underline{J}_D] = [\underline{D}_r]_t^*\,[B]_t\,[\underline{Z}_c]^{-1}\,[B]\,[\underline{E}].$$

Din (26) rezultă:

$$\left|\begin{matrix}[\underline{\Delta I}_r]\\ [\underline{\Delta V}_r]\end{matrix}\right| = \left|\begin{matrix}[\underline{N}_{11}] & [\underline{N}_{12}]\\ [\underline{N}_{21}] & [\underline{N}_{22}]\end{matrix}\right| = \left|\begin{matrix}[\underline{E}_A]\\ [\underline{J}_D]\end{matrix}\right|, \qquad (28)$$

în care:

$$[\underline{N}_{11}] = ([\underline{Z}_A] - [\underline{M}_{AD}]\,[\underline{Y}_D]^{-1}\,[\underline{M}_{DA}])^{-1};$$
$$[\underline{N}_{12}] = -[\underline{N}_{11}]\,[\underline{M}_{AD}]\,[\underline{Y}_D]^{-1};$$
$$[\underline{N}_{21}] = [\underline{Y}_D]^{-1}\,[\underline{M}_{DA}]\,[\underline{N}_{11}]; \qquad (29)$$
$$[\underline{N}_{22}] = [\underline{Y}_D]^{-1} - [\underline{Y}_D]^{-1}\,[\underline{M}_{DA}];\ [\underline{N}_{12}].$$

Calculul matricelor $[\underline{\Delta I}_r]$ și $[\underline{\Delta V}_r]$ cu relațiile (28) necesită inversarea unor matrice nesimetrice (29) cu ordinele determinate de numărul nesimetriilor de admitanțe și de impedanțe.

Ultimele relații din (27) se pot transforma pentru a scoate în evidență matricea $[\underline{E}_g]$ a tensiunilor electromotoare:

$$[\underline{E}_A] = [A_r]_t^*\,[\underline{Y}_n]^{-1}\,[A_g]\,[\underline{Y}_g]\,[\underline{E}_g] \qquad (30)$$
$$[\underline{J}_D] = -[D_r]_t^*\,[B]_t\,[\underline{Z}_c]^{-1}\,[B_g]\,[\underline{E}_g].$$

Matricea $[\underline{E}_g]$ are numai componente $[\underline{E}_d]$ pentru rețeaua directă. În consecință, matricea $[\underline{E}_g]$ poate fi exprimată în funcție de matricea $[\underline{E}_d]$ a tensiunilor electromotoare de succesiune directă:

$$[\underline{E}_g] = [D]\,[\underline{E}_d], \qquad (31)$$

în care $[D]$ este constituită din submatrice $[d]$, așezate pe diagonală:

$$[d]_t = \begin{array}{c|cc} & d & i\ \ h \\ \hline 1 & & \\ | & & \\ \end{array}.$$

5. Concluzii

Aplicarea teoriei grafului la studiul rețelelor trifazate în regim nesimetric a permis stabilirea relațiilor generale de calcul (11) și (26) în metodele directă și inversă. Față de metodele cunoscute în literatură [3], [4], metoda propusă prezintă următoarele avantaje :

— ecuațiile (11) și (26) se scriu direct, fără a construi schemele echivalente ale nesimetriilor ;

— ecuațiile (11) și (26) sînt generale și se scriu la început, fără a preciza locul și forma nesimetriilor. Locul nesimetriilor se precizează prin scrierea matricelor $[\underline{D}_r]$ și $[\underline{A}_r]$ cu ajutorul operatorilor elementari α, β, γ, din [10], iar forma nesimetriilor se precizează prin alegerea operatorilor elementari α, β, $\gamma \ldots$;

— în ecuațiile (11) și (26) intervin matricele rețelei simetrice $[\underline{Z}_n]$ și $[\underline{Y}_n]$, care se calculează o dată pentru totdeauna și servesc în continuare la studiul diferitelor regimuri nesimetrice în rețeaua dată ;

— inversarea matricelor nesimetrice care intervin în (11) și (26) se efectuează pe căile cele mai simple, care necesită inversarea unor matrice cu ordinele determinate de numărul nesimetriilor multiple și simple.

Menționăm că ecuațiile (11) și (26) se pot obține și fără a face apel la teoria grafului. Se construiesc întîi schemele echivalente ale nesimetriilor și se scriu toate ecuațiile Kirchhoff în rețeaua complexă cu transformatoare rotitoare. Ordonînd sistemul de ecuații și eliminînd o parte din necunoscute, se poate ajunge la forma (11) sau (26). În literatura de specialitate nu se ajunge la relații de forma generală (11) sau (26), ci se rezolvă sistemul de ecuații prin metode clasice. Pe această cale se stabilesc relații aplicabile numai pentru cazurile concrete de nesimetrii care au fost luate în considerație. De fiecare dată este necesară inversarea unor matrice cu ordinul determinat de complexitatea rețelei simetrice și nu de numărul nesimetriilor.

ANEXA I

Calculul nesimetriilor multiple

Se dă schema monofilară din figura 4, *a* și se cere să se studieze regimul nesimetric provocat de intervenția a două elemente nesimetrice : un element nesimetric de admitanțe (K_1) la nodul *1* și un element nesimetric de impedanțe (K_2) în latura L_{12}. Se admite că nesimetriile locale din K_1 și K_2 sînt multiple și se studiază regimurile cu ajutorul ecuațiilor (26).

Se construiesc schemele rețelelor fictive fără a ține seamă de prezența elementelor nesimetrice (fig. 4). Pentru a nu mări numărul de noduri nu se introduc noduri neesențiale pentru bornele generatoarelor. În consecință, pe laturile L_{10} și L_{20} se includ cîte două elemente în serie : transformatorul și generatorul. După determinarea circulației de curenți se va ține seamă că în rețeaua homopolară curenții sînt limitați numai pe anumite porțiuni ale laturilor G_{01} și G_{02}.

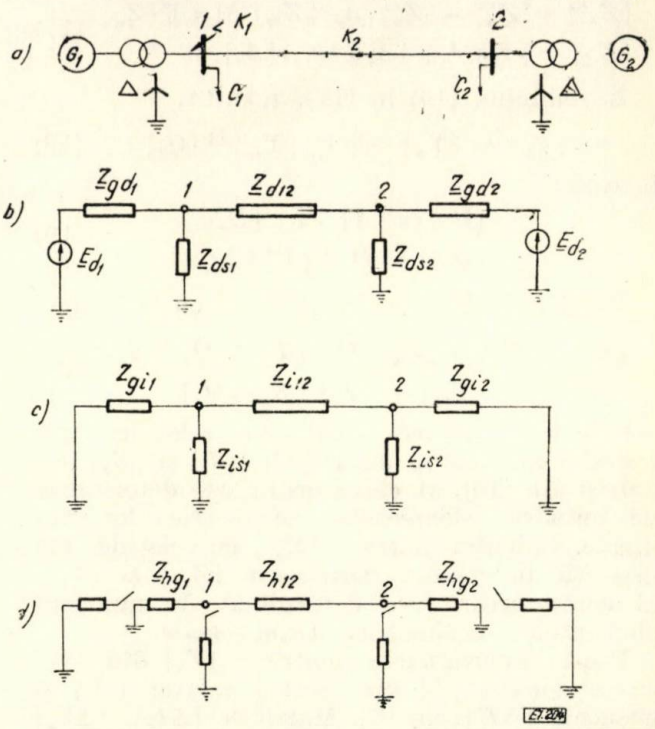


Fig. 4. Schema unei rețele cu elemente nesimetrice : *a* — schema monofilară cu indicarea elementelor nesimetrice din K_1 și K_2 ; *b* — schema-rețelei directe ; *c* — schema rețelei inverse ; *d* — schema rețelei homopolare.

Matricele de incidență $[A]$ și $[B]$ sînt :

$$[A] = \begin{array}{c|c|c|c|c|c} & L_{12} & G_{02} & G_{01} & L_{01} & L_{02} \\ \hline 1 & 1^3 & & 1^2 & 1^3 & \\ \hline 2 & -1^3 & 1^2 & & & 1^3 \end{array},$$

$$[A_g] = \begin{array}{c|c|c|} & G_{01} & G_{02} \\ \hline 1 & 1^3 & \\ \hline 2 & & 1^3 \end{array};$$

$$[B] = \begin{array}{c|c|c|c|c|c} & L_{12} & G_{02} & G_{01} & L_{01} & L_{02} \\ \hline G_{01} & -1^3 & -1^3 & 1^2 & & \\ \hline C_{01} & -1^2 & -1^2 & & 1^2 & \\ \hline C_{02} & & -1^2 & & & 1^2 \end{array},$$

$$[B_g] = \begin{array}{c|c|c|} & G_{01} & G_{02} \\ \hline G_{01} & 1^3 & -1^3 \\ \hline L_{01} & & \\ \hline L_{02} & & \end{array}.$$

Matricele $[\underline{Y}_n]$ și $[\underline{Z}_c]$ sînt :

$$[\underline{Y}_n] = \begin{array}{c|c|c|} & 1 & 2 \\ \hline 1 & [\underline{Y}_{g1}] + [\underline{Y}'_{s1}] + [\underline{Y}_{12}] & -[\underline{Y}_{12}] \\ \hline 2 & -[\underline{Y}_{12}] & [\underline{Y}_{g2}] + [\underline{Y}'_{s2}] + [\underline{Y}_{12}] \end{array};$$

$$[\underline{Z}_c] = \begin{array}{c|c|c|c} & G_{01} & C_{01} & C_{02} \\ \hline G_{01} & [\underline{Z}_{g1}]+[\underline{Z}_{12}]+[\underline{Z}_{g2}] & [\underline{Z}'_{12}]+[Z_{g2}] & [\underline{Z}'_{12}] \\ \hline C_{01} & [\underline{Z}'_{12}]+[\underline{Z}'_{g2}] & [\underline{Z}'_{s1}]+[\underline{Z}'_{12}]+[\underline{Z}'_{g2}] & [\underline{Z}'_{g2}] \\ \hline C_{02} & [\underline{Z}'_{g2}] & [\underline{Z}'_{g2}] & [\underline{Z}_{g2}]+[\underline{Z}'_{s2}] \end{array}.$$

Matricele $[\underline{Y}_n]$ și $[\underline{Z}_c]$ se inversează separat pentru cele trei rețele fictive. Se constată că matricea $[\underline{Y}_{nh}]$ este nesingulară, iar matricea $[\underline{Z}_{ch}]$ este singulară.

$$[\underline{Y}_{nh}] = \begin{array}{|c|c|} \hline \underline{Y}_{hg1}+\underline{Y}_{h12} & -\underline{Y}_{h12} \\ \hline -\underline{Y}_{h12} & \underline{Y}_{hg2}+\underline{Y}_{h12} \\ \hline \end{array};$$

$$[\underline{Z}_{ch}] = \begin{array}{|c|c|c|} \hline \underline{Z}_{hg1}+\underline{Z}_{h12}+\underline{Z}_{hg2} & & \\ \hline & & \\ \hline & & \\ \hline \end{array}.$$

După inversarea separată a matricelor se repartizează impedanțele și admitanțele în căsuțele corespunzătoare ale matricelor $[\underline{Z}_n]$ și $[\underline{Y}_c]$:

$$[\underline{Z}_n] = \begin{array}{c|c|c|} & 1 & 2 \\ \hline 1 & [\underline{Z}_{n11}] & [\underline{Z}_{n12}] \\ \hline 2 & [\underline{Z}_{n21}] & [\underline{Z}_{n22}] \\ \hline \end{array};$$

$$[\underline{Y}_c] = \begin{array}{c|c|c|c} & G_{01} & C_{01} & C_{02} \\ \hline G_{01} & [\underline{Y}_{c11}] & [\underline{Y}_{c12}] & [\underline{Y}_{c13}] \\ \hline C_{01} & [\underline{Y}_{c21}] & [\underline{Y}_{c22}] & [\underline{Y}_{c23}] \\ \hline C_{02} & [\underline{Y}_{c31}] & [\underline{Y}_{c32}] & [\underline{Y}_{c33}] \\ \hline \end{array}.$$

Matricele $[\underline{Z}_n]$ și $[\underline{Y}_c]$ sînt simetrice, iar toate submatricele de ordinul trei sînt diagonale.

Se admite că nesimetriile locale din K_1 și K_2 au matricele de forma generală $[\underline{Y}_k]$ și $[\underline{Z}_k]$. Matricele $[A_k]$ și $[D_k]$ sînt:

$$[A_k] = \begin{array}{c|c|} & k_1 \\ \hline 1 & 1^3 \\ \hline 2 & \\ \hline \end{array}; \qquad [D_k]_t = K_2 \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline L_{12} & G_{02} & G_{01} & C_{01} & C_{02} \\ \hline 1^3 & & & & \\ \hline \end{array}.$$

Matricele $[A_k]$ și $[D_k]$ se introduc în (27) în locul matricelor $[A_r]$ și $[D_r]$:

$$\begin{aligned} &[\underline{Z}_A] = [\underline{Y}_k]^{-1} + [\underline{Z}_{n11}]; \\ &[\underline{Y}_D] = [\underline{Z}_k]^{-1} + [\underline{Y}_{c11}]; \\ &[\underline{M}_{AD}] = ([\underline{Z}_{n11}] - [\underline{Z}_{n12}])\,[\underline{Y}_{12}] = [\underline{M}]; \\ &[\underline{M}_{DA}] = [\underline{Y}_{12}]\,([\underline{Z}_{n11}] - [\underline{Z}_{n12}]) = [\underline{M}]; \end{aligned} \qquad (32)$$

$$[\underline{E}_A] = \begin{array}{|c|c|} \hline [\underline{Z}_{n11}]\,[\underline{Y}_{g1}] & [\underline{Z}_{n12}]\,[\underline{Y}_{g2}] \\ \hline \end{array} [\underline{E}_g] = [\underline{M}_{AG}]\,[\underline{E}_g];$$

$$[\underline{J}_D] = \begin{array}{|c|c|} \hline [\underline{Y}_{c12}]+[\underline{Y}_{c22}] & [\underline{Y}_{c13}]+[\underline{Y}_{c23}] \\ \hline \end{array} [\underline{E}_g] = [\underline{Y}_{DG}]\,[\underline{E}_g].$$

Ultimele relații din (32) se scriu ținînd seamă de (31):

$$\begin{aligned} &[\underline{E}_A] = [\underline{M}_{AG}]\,[\underline{E}_g] = [\underline{M}_G]\,[\underline{E}_d]; \\ &[\underline{J}_D] = [\underline{Y}_{DG}]\,[\underline{E}_g] = [\underline{Y}_G]\,[\underline{E}_d], \end{aligned} \qquad (33)$$

cu notațiile:

$$\begin{aligned} &]\underline{M}_G] = [\underline{M}_{AG}]\,[D] = \begin{array}{|c|c|} \hline [\underline{M}_{11}]\,[d] & [\underline{M}_{12}]\,[d] \\ \hline \end{array}; \\ &[\underline{Y}_G] = [\underline{Y}_{DG}]\,[D] = \begin{array}{|c|c|} \hline [\underline{Y}_{21}]\,[d] & [\underline{Y}_{22}]\,[d] \\ \hline \end{array}, \end{aligned} \qquad (34)$$

din care rezultă:

$$[\underline{M}_G] = \begin{array}{c|c|c|} & d & i \\ \hline h & \underline{M}_{11d} & \underline{M}_{12d} \\ \hline \end{array};$$

$$[\underline{Y}_G] = \begin{array}{c|c|c|} & d & i \\ \hline h & \underline{Y}_{21d} & \underline{Y}_{22d} \\ \hline \end{array}.$$

Matricele $[\Delta \underline{I}_n]$ și $[\Delta \underline{V}_r]$ se exprimă cu relația (28), care necesită inversarea separată a două matrice nesimetrice de ordinul trei din (29).

ANEXA 2

Calculul nesimetriilor simple

Se admite că nesimetriile locale din K_1 și K_2 sînt simple. Nesimetria din K_1 poate fi de admitanță proprie sau de admitanță mutuală, iar nesimetria din K_2 este de impedanță proprie.

Matricele de corespondență $[\underline{A}_r]$ și $[\underline{D}_r]$ pentru nesimetriile simple se notează cu $[\underline{A}_s]$ și $[D_s]$ și se scriu cu ajutorul matricelor operatorice α, β, γ, ale nesimetriilor simple (10).

— pentru nesimetria de admitanță proprie din K_1:

$$[\underline{A}_s] = \begin{array}{c|c|} & k \\ \hline 1 & [\alpha] \\ \hline 2 & \\ \hline \end{array}; \quad [\underline{Y}_p] = \frac{1}{3}\,\underline{Y}_{k1};$$

— pentru nesimetria de admitanță mutuală din k_1:

$$[\underline{A}_s] = \begin{array}{c|c|} & k_1 \\ \hline 1 & [\beta] \\ \hline 2 & \\ \hline \end{array}; \quad [\underline{Y}_p] = \underline{Y}_{k1};$$

— pentru nesimetria de impedanță proprie din k_2:

$$[\underline{D}_s]^*_t = K_2 \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline L_{12} & G_2 & G_1 & C_1 & C_2 \\ \hline [\gamma]^*_t & & & & \\ \hline \end{array}; \quad [\underline{Z}_p] = \frac{1}{3}\,\underline{Z}_{k2}.$$

Se consideră două cazuri:

— nesimetrie de admitanță proprie în K_1 și nesimetrie de impedanță proprie în K_2;

— nesimetrie de admitanță mutuală în K_1 și nesimetrie de impedanță proprie în K_2.

În primul caz, relațiile (27) devin:

$$\begin{aligned} &\underline{Z}_A = 3\,\underline{Y}_{k1}^{-1} + [\alpha]^*_t\,[\underline{Z}_{n11}]\,[\alpha]; \\ &\underline{Y}_D = 3\,\underline{Z}_{k2}^{-1} + [\gamma]^*_t\,[\underline{Y}_{c11}]\,[\gamma]; \\ &\underline{M}_{AD} = [\alpha]^*_t\,[\underline{M}]\,[\gamma]; \\ &[\underline{M}_{DA}] = [\gamma]^*_t\,[\underline{M}]\,[\alpha]; \\ &[\underline{E}_A] = [\alpha]^*_t\,[\underline{M}_G]\,[\underline{E}_d]; \\ &[\underline{J}_D] = [\gamma]^*_t\,[\underline{Y}_G]\,[\underline{E}_d]. \end{aligned} \qquad (35)$$

În al doilea caz, relațiile (27) devin:

$$\begin{aligned}
\underline{Z}_A &= \underline{Y}_{k1}^{-1} + [\beta]_t^* [\underline{Z}_{n11}] [\beta];\\
\underline{Y}_D &= 3\,\underline{Z}_{k2}^{-1} + [\gamma]_t^* [\underline{Y}_{c11}] [\gamma];\\
\underline{M}_{AD} &= [\beta]_t^* [\underline{M}] [\gamma];\\
\underline{M}_{DA} &= [\gamma]_t^* [\underline{M}] [\beta];\\
\underline{E}_A &= [\beta]_t^* [\underline{M}_G] [\underline{E}_d];\\
\underline{J}_D &= [\gamma]_t^* [\underline{Y}_G] [\underline{E}_d].
\end{aligned} \tag{36}$$

Soluțiile (28), în cazul nesimetriilor simple, se scriu sub forma:

$$\begin{vmatrix} \underline{\Delta I_r} \\ \underline{\Delta V_r} \end{vmatrix} = \frac{1}{\underline{N}} \begin{vmatrix} \underline{Y}_D & -\underline{M}_{AD} & \underline{E}_A \\ -\underline{M}_{DA} & \underline{Z}_A & \underline{J}_D \end{vmatrix}, \tag{37}$$

în care:

$$\underline{N} = \underline{Z}_A \underline{Y}_D - \underline{M}_{AD}\,\underline{M}_{DA}. \tag{38}$$

Din (37) rezultă:

$$\begin{aligned}
\underline{\Delta I}_r &= \frac{1}{\underline{N}} (\underline{Y}_D \underline{E}_A - \underline{M}_{AD}\,\underline{J}_D);\\
\underline{\Delta V}_r &= \frac{1}{\underline{N}} (-\underline{M}_{DA}\,\underline{E}_A + \underline{Z}_A\,\underline{J}_D).
\end{aligned} \tag{39}$$

În continuare se vor exprima soluțiile (39) pentru diferite variante de nesimetrii simple în punctele K_1 și K_2.

a) Admitanța proprie și impedanța proprie sînt pe aceeași fază

Faza afectată de cele două nesimetrii simple se notează cu a și se alege ca referință a sistemului de componente simetrice. Operatorii α și β din (35) se înlocuiesc cu α_a și γ_a și se obține:

$$\begin{aligned}
\underline{Z}_A &= 3\,\underline{Y}_{k1}^{-1} + \underline{Z}_{n11d} + \underline{Z}_{n11i} + \underline{Z}_{n11h};\\
\underline{Y}_D &= 3\,\underline{Z}_{k2}^{-1} + \underline{Y}_{c11d} + \underline{Y}_{c11i} + \underline{Y}_{c11h};\\
\underline{M}_{AD} &= M_d + M_i + M_h;\\
\underline{M}_{DA} &= M_d + M_i + M_h;\\
\underline{E}_A &= \underline{M}_{11d}\,E_{d1} + \underline{M}_{12d}\,\underline{E}_{d2} = \underline{E}_A^a;\\
\underline{J}_D &= \underline{Y}_{21d}\,\underline{E}_{d1} + \underline{Y}_{22d}\,\underline{E}_{d2} = \underline{J}_D^a.
\end{aligned} \tag{40}$$

Din (39) rezultă soluțiile $\underline{\Delta I}_a$ și $\underline{\Delta V}_a$.

Rezultatele analoge se obțin dacă se notează cu b faza afectată de nesimetrii și se alege faza a ca referință a sistemului de componente simetrice. În acest caz, operatorii α și γ din (35) se înlocuesc cu α_b și γ_b și se obțin aceleași expresii (40) pentru primele patru mărimi. Din ultimile relații (35) rezultă:

$$\begin{aligned}
\underline{E}_A &= a\,(\underline{M}_{11d}\,\underline{E}_{d1} + \underline{M}_{12d}\,\underline{E}_{d2}) = a\,\underline{E}_A^a;\\
\underline{J}_D &= a\,(\underline{Y}_{21}\,\underline{E}_{d1} + \underline{Y}_{22d}\,\underline{E}_{d2}) = a\,\underline{J}_D^a.
\end{aligned} \tag{41}$$

Introducînd (41) în (39), se obțin soluțiile $\underline{\Delta I}_b$ și $\underline{\Delta V}_b$.

b) Admitanța proprie și impedanța proprie sînt pe faze diferite

Se consideră, de exemplu, $\alpha = \alpha_a$ și $\gamma = \gamma_b$. Se constată că Z_A și Y_D păstrează aceleași expresii din (40), iar celelalte relații devin:

$$\begin{aligned}
\underline{M}_{AD} &= a\,\underline{M}_d + a^2\underline{M}_i + \underline{M}_h;\\
\underline{M}_{DA} &= a^2\underline{M}_d + a\,\underline{M}_i + \underline{M}_h;\\
\underline{M}_A &= (\underline{M}_{11d}\,\underline{E}_{d1} + \underline{M}_{12d}\,\underline{E}_{d2}) = \underline{E}_A^a;\\
\underline{J}_D &= a^2\,(\underline{Y}_{21}\,\underline{E}_{d1} + \underline{Y}_{22}\,\underline{E}_{d2}) = a^2\,\underline{J}_D.
\end{aligned} \tag{42}$$

Introducînd (42) în (39), rezultă soluțiile $\underline{\Delta I}_a$ și $\underline{\Delta V}_b$:

$$\begin{aligned}
\underline{\Delta I}_a &= \frac{1}{\underline{N}} (\underline{Y}_D\,\underline{E}_A^a - a^2\underline{M}_{AD}\,\underline{J}_D^a);\\
\underline{\Delta V}_b &= \frac{1}{\underline{N}} (-\underline{M}_{DA}\,\underline{E}_A^a + a^2\,\underline{Z}_A\,\underline{J}_D^a).
\end{aligned} \tag{43}$$

Rezultate analoge se obțin dacă se consideră $\alpha = \alpha_b$ și $\gamma = \gamma_c$.

Se constată că M_{AD} și M_{DA} păstrează aceleași expresii din (42), iar ultimele relații devin:

$$\begin{aligned}
\underline{E}_A &= a^2\,\underline{E}_A^a;\\
\underline{J}_D &= a\,\underline{J}_D^a.
\end{aligned} \tag{44}$$

Introducînd (44) în (39), se obțin soluțiile $\underline{\Delta I}_b$ și $\underline{\Delta V}_c$:

$$\begin{aligned}
\underline{\Delta I}_b &= \frac{1}{\underline{N}} (a^2\,\underline{Y}_D\,\underline{E}_A^a - a\,\underline{M}_{AD}\,\underline{J}_D^a);\\
\underline{\Delta V}_c &= \frac{1}{\underline{N}} (-a^2\underline{M}_{DA}\,\underline{E}_A^a + a\,\underline{Z}_A\,\underline{J}_D^a).
\end{aligned} \tag{45}$$

c) Admitanța mutuală $\underline{Y}_{bc}$ și impedanța proprie $\underline{Z}_a$

Se folosesc relațiile (36), în care se introduc operatorii $\beta = \beta_{bc}$ și $\gamma = \gamma_c$ și se obține:

$$\begin{aligned}
\underline{Z}_A &= \underline{Y}_{k1}^{-1} + \underline{Z}_{n11d} + \underline{Z}_{n11i};\\
\underline{Y}_D &= 3\,\underline{Z}_{k2}^{-1} + \underline{Y}_{c11d} + \underline{Y}_{c11i} + \underline{Y}_{c11h};\\
\underline{M}_{AD} &= M_d - M_i;\\
\underline{M}_{DA} &= M_d - M_i;\\
\underline{E}_A &= \underline{E}_A^a;\\
\underline{J}_D &= \underline{J}_D^a.
\end{aligned} \tag{46}$$

Din (39) și (46) rezultă soluțiile $\underline{\Delta I}_{bc}$ și $\underline{\Delta V}_a$.

Rezultate analoge se obțin dacă se schimbă rolul fazelor. Dacă admitanța mutuală este $\underline{Y}_{ca}$, iar impedanța proprie Z_b, atunci se introduc operatorii $\beta = \beta_{ca}$ și $\gamma = \gamma_b$. Primele patru relații din (46) rămîn neschimbate, iar ultimele două se înlocuiesc cu (41).

d) Admitanța mutuală $\underline{Y}_{ab}$ și impedanța proprie Z_a

Se introduc operatorii $\beta = \beta_{ab}$ și $\gamma = \gamma_a$ și se obține din (36):

$$\begin{aligned}
\underline{M}_{AD} &= a\,M_d - a^2 M_i;\\
\underline{M}_{DA} &= a^2 M_d - a\,M_i;\\
\underline{E}_A &= a\,\underline{E}_A^a;\\
\underline{J}_D &= \underline{J}_D^a.
\end{aligned} \tag{47}$$

Din (39) rezultă soluțiile:

$$\begin{aligned}
\underline{\Delta I}_{ab} &= \frac{1}{\underline{N}} (a\,\underline{Y}_D\,\underline{E}_A^a - \underline{M}_{AD}\,\underline{J}_D^a);\\
\underline{\Delta V}_a &= \frac{1}{\underline{N}} (-a\,\underline{M}_{DA}\,\underline{E}_A^a + \underline{Z}_A\,\underline{J}_D^a).
\end{aligned} \tag{48}$$

Rezultate analoge se obțin dacă se consideră $\beta = \beta_{bc}$ și $\gamma = \gamma_b$. Primele relații din (47) rămîn neschimbate, iar ultimele devin:

$$\begin{aligned}
\underline{E}_A &= \underline{E}_A^a;\\
\underline{J}_D &= a^2\,\underline{J}_D^a.
\end{aligned} \tag{49}$$

Din (39) rezultă soluţiile:

$$\underline{\Delta I}_{bc} = \frac{1}{\underline{N}}(\underline{Y}_D \underline{E}_A^a - a^2 \underline{M}_{AD} \underline{J}_D^a);$$
$$\underline{\Delta V}_b = \frac{1}{\underline{N}}(-\underline{M}_{DA} \underline{E}_A^a + a^2 \underline{J}_D^a). \qquad (50)$$

Bibliografie

[1] *Berge, C.* Théorie des graphes et ses applications. Paris, Dunod, 1958.

[2] *Le Corbeiller, P.* Analyse matricielle des réseaux électriques. Paris, Dunod, 1954.

[3] *Cernin, A. B.* Niepolnofazniie regimî. G. E. I., 1963.

[4] *Edelman, H.* Calculul electric al reţelelor interconectate. Bucureşti, Editura tehnică, 1966.

[5] *Bercovici, M.* Calculul matricial al reţelelor electrice. În: Bul. I.P.B. **23**, 1961, p. 123–147.

[6] *Potolea, E.* Ecuaţiile matriciale ale reţelelor electrice. În: Electrotehnica, nr. 11, 1964.

[7] *Potolea, E.* Metode de rezolvare a ecuaţiilor matriciale ale reţelelor electrice. În: Electrotehnica, nr. 12, 1964.

[8] *Potolea, E.* Ecuaţiile matriciale ale reţelelor electrice trifazate. În: Energetica, nr. 7, 1965.

[9] *Potolea, E.* Ecuaţiile reţelelor electrice trifazate în regim nesimetric. În: Electrotehnica, nr. 11, 1965.

[10] *Potolea, E.* Elemente nesimetrice în reţelele electrice trifazate. În: Electrotehnica, nr. 3, 1967.

Intrat în redacţie la 15.II.1966

Rezolvarea proceselor de propagare de-a lungul unor structuri continue cu ajutorul modelării analogice a unor scheme-lanţ de cuadripoli

I. Adămuţ * — Bucureşti

CZ 621.372.2.091 : 681.332

Analiza fizico-matematică a fenomenului de propagare a undelor electromagnetice pe liniile electrice lungi, în procesele care au loc pe ele în cazul scurtcircuitelor, supratensiunilor atmosferice şi interne, conduce la ecuaţiile specifice structurilor continue, cu dependenţă dublă de spaţiu şi de timp, ecuaţii cu derivate parţiale, denumite ecuaţiile telegrafiştilor. Soluţiile matematice exacte ale acestora sub formă de serii trigonometrice şi hiperbolice se determină prin diferite metode speciale ca, de exemplu, a calculului operaţional pentru regimurile tranzitorii [1], [2] sau a calculului complex pentru regimul staţionar [3]. Determinarea în cazuri concrete a valorilor tensiunii sau curentului este posibilă numai pentru scheme simplificate şi atunci numai cu o anumită eroare, în funcţie de numărul de termeni luaţi în considerare. Pentru schemele în care se includ în calcul toţi parametrii lineici ai liniei electrice, cum şi alţi factori participanţi la proces, ca rezistenţa pământului, fenomenul corona etc., soluţiile matematice exacte sînt, practic, imposibil de obţinut.

În aceste cazuri, ca de altfel şi în cele ale schemelor fizice mai simple, calculatoarele electronice de tip analogic şi cifric oferă posibilitatea rezolvării concrete, rapide şi cu suficientă precizie a problemei propuse [4], [5].

În cercetările efectuate la Institutul de energetică al Academiei Republicii Socialiste România, în problema supratensiunilor interne [6], [7] şi a studiului vitezei de propagare a unui semnal pe un lanţ de cuadripoli [8], [9] s-a utilizat cu succes calculatorul de tip analogic MECAN II [10].

* Ing. *I. Adămuţ* este cercetător ştiinţific principal la Institutul de energetică al Academiei Republicii Socialiste România.

1. Problema propusă şi modul de rezolvare

În cele ce urmează se vor prezenta diferitele scheme de calcul şi programare a modelului unei linii lungi cu un singur conductor, în procesul de propagare a tensiunii în regim tranzitoriu.

Asimilarea liniei reale de lungime l, în km (fig. 1, *a*), cu un număr de n cuadripoli montaţi în lanţ [11], oferă posibilitatea unei tratări generale a problemei propuse. Pentru simplificare, fără a-i limita generalitatea, s-a presupus că linia este fără pierderi, avînd numai parametrii lineici, inductivitatea L şi capacitatea C, măsurate în H/km, respectiv F/km. Într-adevăr, considerarea şi a rezistenţei ohmice R ar introduce un termen aditiv, Ri, în ecuaţia procesului şi o rezistenţă decadică în plus la intrarea în amplificatorul

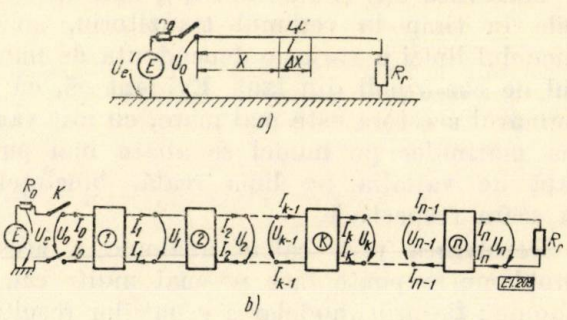


Fig. 1. *a* — schema unei linii cu parametri uniform răspîndiţi; *b* — schema unui lanţ de cuadripoli, model al liniei electrice lungi.

operaţional integrator-sumator care modelează ecuaţia rezultată din aplicarea teoremei a doua a lui Kirchhoff cuadripolului de ordin k. Alimentarea se face de la sursa de tensiune E,

de forță electromotoare u_e și de rezistență interioară R_0, avînd tensiunea la borne u_0. Forma tensiunii în timp poate fi continuă, armonică, exponențială etc. La capătul liniei poate fi racordat un consumator complex; pentru simplificare a fost considerat un consumator ohmic de rezistență R_r, a cărui ecuație se modelează cu un amplificator operațional de tip sumator. În cazul unui consumator complex, avînd și inductanță în serie cu rezistența, s-ar folosi un amplificator operațional integrator-sumator, iar dacă se consideră și capacitatea în paralel cu rezistența și inductivitatea, ar mai fi necesar și un amplificator operațional sumator avînd la intrare un condensator.

Fiecare cuadripol al modelului liniei reprezintă, de fapt, o porțiune Δx de linie, la distanța x de la capătul sursă considerat ca punct de referință. Există deci o corelație de forma:

$$k = f(x) \qquad (1)$$

între variabila continuă a liniei reale și ordinea discretă a cuadripolului de ordin k al modelului.

Mărimile care caracterizează cuadripolul de ordin k sînt: u_{k-1}, i_{k-1} la intrare și u_k, i_k la ieșire. Ele satisfac binecunoscutele ecuații ale cuadripolului date în tratatele de electrotehnică teoretică.

Tensiunea u_e aplicată la capătul liniei, respectiv al lanțului de cuadripoli, se propagă de-a lungul structurii continue, respectiv discrete în regim tranzitoriu, pînă la atingerea valorii teoretice corespunzătoare schemei de conectare a receptorului, și anume: 0, la linia în scurt-circuit ($R_r = 0$); 1, la linia fără undă reflectată $\left(R_r = Z_c,\ Z_c = \sqrt{\frac{C}{L}}\right.$ este impedanța caracteristică a liniei$\left.\right)$; 2, la linia în gol ($R_r = \infty$).

Tensiunea $u(t)$ și curentul $i(t)$, mărimi variabile în timp în regimul tranzitoriu, au pe modelul liniei o variație dependentă de numărul de cuadripoli din lanț. Evident că, cu cît numărul acestora este mai mare, cu atît variația mărimilor pe model se abate mai puțin față de variația pe linia reală, bineînțeles, la scara respectivă.

Rezolvarea prin calcul analogic a acestei probleme se poate face pe mai multe căi, și anume: fie prin modelarea ecuațiilor rezultate din aplicarea teoremelor lui Kirchhoff cuadripolului de ordin k pentru valorile instantanee ale mărimilor u și i [7], [8], fie prin modelarea ecuațiilor telegrafiștilor de tip hiperbolic ale liniilor electrice lungi prin metoda diferențelor finite [4], [5], [12] sau prin metoda separării variabilelor [5].

2. Scheme de calcul și de programare pentru calculatorul electronic MECAN II

În figurile 2, *a,b,c,d,e,f* sînt indicate schemele de calcul cu care se pot determina tensiunile și curenții în linie folosind teoremele lui Kirchhoff.

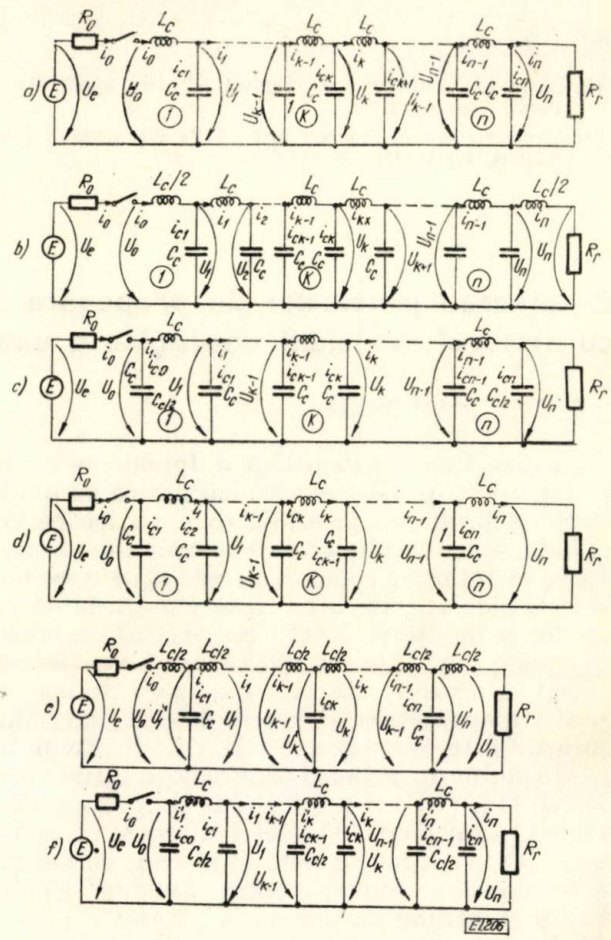


Fig. 2. Schemele de calcul al unei linii electrice lungi: *a* – lanț de cuadripoli ⌐ identici; *b* – lanț de cuadripoli T nesimetrici și neidentici; *c* – lanț de cuadripoli π nesimetrici și neidentici; *d* – lanț de cuadripoli ⌜ identici; *e* – lanț de cuadripoli T simetrici și identici; *f* – lanț de cuadripoli π simetrici și identici.

Pentru condensarea expunerii în tabela 1 sînt cuprinse ecuațiile cuadripolului k, ale circuitului sursei și ale receptorului din fiecare tip de schemă, cum și ecuațiile telegrafiștilor ale liniei lungi scrise sub forma diferențelor finite, iar în figura 3 sînt reprezentate modelele acestor ecuații.

Numărul de amplificatoare operaționale, de decade distincte și de rezistențe de 100 kΩ pentru fiecare din cele șapte scheme de rezolvare menționate, sînt indicate în tabela 2.

Din analiza tabelelor 1, 2 și a figurilor 2, 3 se observă următoarele:

a) Schemele lanț de cuadripoli avînd ca element de bază cuadripolul tip ⌐ sau ⌜ și T sau π nesimetrici și neidentici necesită cel

mai mic număr de amplificatoare şi de rezistenţe decadice, astfel că în cazul calculatorului electronic MECAN II se pot realiza 25—26 cuadripoli. Limitarea la acest număr este dată de amplificatoarele operaţionale integratoare, în număr de 48, cu reacţie proprie, şi alte opt, cu reacţie exterioară de 1 μF, aflate pe panoul calculatorului [9]. În cazul funcţionării maşinii la întreaga sa capacitate s-ar putea obţine maximum 29—30 cuadripoli, folosind condensatoare exterioare de 1μF.

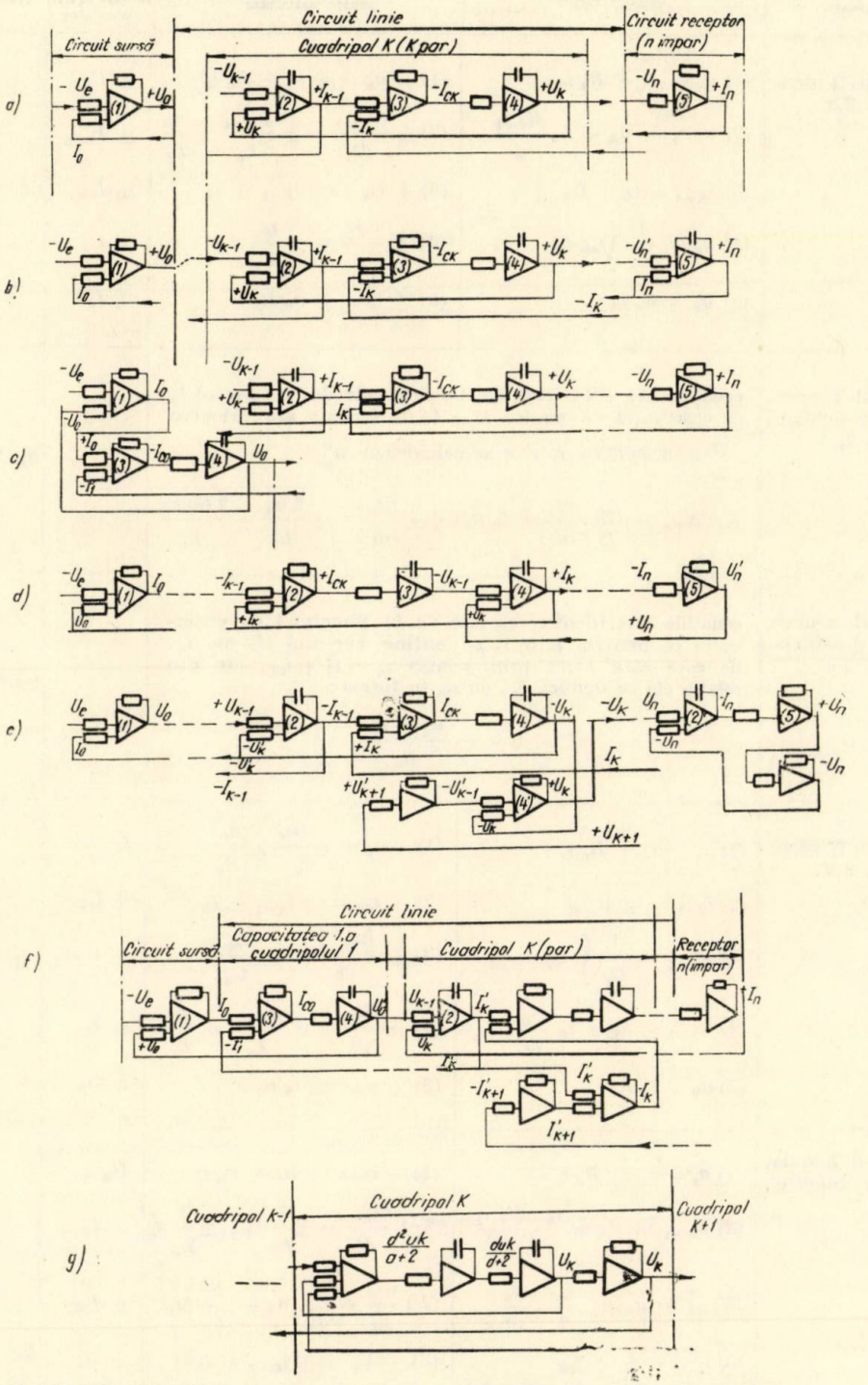


Fig. 3. Schemele de programare a sursei cuadripolului de ordin k şi receptorului ohmic pe un calculator analogic:

a — cuadripoli ⌐ identici; *b* — cuadripoli T nesimetrici şi neidentici; *c* — cuadripoli π nesimetrici şi neidentici; *d* — cuadripoli ⌐ identici; *e* — cuadripoli T simetrici şi identici; *f* — cuadripoli π simetrici şi identici; *g* = ecuaţia telegrafiştilor scrisă prin metoda diferenţelor finite.

b) Cu schema de modelare a ecuaţiei telegrafiştilor pe baza ecuaţiilor cu diferenţe finite [12] se pot obţine maximum 19 cuadripoli,

Tabela 1

Ecuațiile fizice și ecuațiile pentru calculatorul analogic ale diverselor modele de linii din figura 2

Nr. crt.	Tipul schemei de calcul	Ecuații fizice	Ecuații transformate pentru calculator	Mărimi obținute pe calculator		Observații
1	Cuadripoli ⊓ identici, fig. 2,*a*	(1) $u_e = u_0 + R_0\, i_0$	(1) $-u_0 = -u_e + R_0\, i_0$	$+U_0$		
		(2) $u_{k-1} = u_k + L_c \frac{di_{k-1}}{dt}$	(2) $\pm \frac{di_{k-1}}{dt} = \pm \frac{u_{k-1}}{L_c} \pm \frac{u_k}{L_c}$	$\pm I_{k-1}$		
		(3) $i_{k-1} = i_k + i_{ck}$	(3) $\pm i_{ck} = \pm i_{k-1} \pm i_k$	$\pm I_{ck}$	fig. 3,*a*	
		(4) $u_k = \frac{1}{C_c}\int i_{ck}\, dt$	(4) $\pm \frac{du_k}{dt} = \pm \frac{i_{ck}}{C_c}$	$\pm U_k$		
		(5) $u_n = R_r\, i_n$	(5) $\pm i_n = \pm u_n/R_r$	$\pm I_n$		
2	Cuadripoli T nesimetrici și neidentici, fig. 2, *b*	ecuațiile (1) ÷ (4) sînt identice cu cele de la punctul 1, cu observația că pentru $K = 1$, inductanța are valoarea $\frac{L_c}{2}$, iar pentru $K = n$ se calculează u'_n			fig. 3,*b*	
		E_c (5) $u'_n = \frac{L_c}{2}\cdot\frac{di_n}{dt} + i_n R_r$	(5) $\pm \frac{di_n}{dt} = \pm \frac{2u'_n}{L_c} \pm \frac{2R_r\, b_n}{L_c}$			
3	Cuadripoli π nesimetrici și neidentici, fig. 2,*c*	ecuațiile sînt identice cu cele de la punctul 1 cu observația că pentru $K = 1$, se obține curentul i'_1, nu i_0, de care este legat prin relația $i_0 = i'_1 + i_{c0}$, iar din relația (1) se deduce I_0, nu u_0 în forma: $-i_0 = -\frac{u_e + u_0}{R_c}$			fig. 3,*c*	semnele de sus sînt pentru K și n pare, iar cele de jos pentru K și n impare
4	Cuadripoli ⊓ identici, fig. 2,*d*	(1) $u_e = u_0 + R_0\, i_0$	(1) $-i_0 = \frac{-u_e}{R_0} + \frac{u_0}{R_0}$	I_0		
		(2) $i_{k-1} = i_k + i_{ck}$	(2) $\pm i_{ck} = \pm i_{k-1} \pm i_k$	$\pm I_{ck}$		
		(3) $u_{k-1} = \frac{1}{C_c}\int i_{ck}\, dt$	(3) $\pm \frac{du_{k-1}}{dt} = \pm \frac{i_{ck}}{C_c}$	$\pm U_{k-1}$	fig. 3,*d*	
		(4) $u_{k-1} = u_k + i_c \frac{di_k}{dt}$	(4) $\pm \frac{di_k}{dt} = \pm \frac{u_{k-1}}{L_c} \pm \frac{u_k}{L_c}$	$\pm I_k$		
		(5) $u_n = i_n R_r$	(5) $\pm u_n = \pm i_n R_r$	$\pm U_n$		
5	Cuadripoli T simetrici și identici, fig. 2,*e*	(1) $u_e = u_0 + R_0\, i_0$	(1) $-u_0 = -u_c + R_0\, i_0$	U_0		
		(2) $u_{k-1} = u'_k - \frac{i_c}{2}\cdot\frac{di_{k-1}}{dt}$	(2) $\pm\frac{di_{k-1}}{dt} = \pm\frac{2}{L_c}u_{k-1} \pm \frac{2}{L_c}u'_k$	$\pm I_{k-1}$		
		(2′) $u'_n = u_n + \frac{L_c}{2}\cdot\frac{di_n}{dt}$	(2′) $\frac{di_n}{dt} = \frac{2}{L_c}u'_n - \frac{2}{L_c}u_n$	$\pm I_{ck}$		
		(3) $i_{k-1} = i_k + i_{ck}$	(3) $\pm i_{ck} = \pm i_{k-1} \pm i_k$	$\pm U'_k$	fig. 3,*e*	
		(4) $u'_k = \frac{1}{C_c}\int i_{ck}\, dt$	(4) $\pm \frac{du_k}{dt} = \pm \frac{i_{ck}}{C_c}$	$\pm U_k$		
		(4′) $\frac{u'_k + u'_{k+1}}{2} U_k$	(4′) $\pm u_k = \pm \frac{u'_k \pm u'_{k+1}}{2}$	$+I_n$		
		(5) $u_n = i_n R_r$	(5) $u_n = i_n R_r$	U_n		

Tabela 1 (continuare)

Nr. crt.	Tipul schemei de calcul	Ecuaţii fizice	Ecuaţii transformate pentru calculator	Mărimi obţinute pe calculator		Observaţii
6	Cuadripoli π simetrici şi identici, fig. 2, *f*	(1) $u_e = u_0 + R_0\, i_0$	(1) $- i_0 = -\frac{u_k}{R_0} + \frac{u_0}{R_0}$	I_0		
		(2) $u_{k-1} = u_k + L_c \frac{\mathrm{d}i'_k}{\mathrm{d}t}$	(2) $\pm \frac{\mathrm{d}i'_k}{\mathrm{d}t} = \pm \frac{u_{k-1}}{L_c} \pm \frac{u_k}{L_c}$	$\pm I'_k$		
		(2′) $i_k = \frac{i'_k + i_{k+1}}{2}$	(2′) $\pm i_k = \pm \frac{i_k + i'_{k+1}}{2}$	$\pm I_{ck}$	fig. 3,*f*	
		(3) $i'_k = i_k + i_{ck}$	(3) $\pm i_{ck} = \pm i'_k \pm i_k$	$\pm U_k$		semnele de sus sînt pentru K şi n pare, iar cele de jos pentru K şi n impare
		(4) $u_k = \frac{2}{C_c}\int i_{ck}\,\mathrm{d}t$	(4) $\pm \frac{\mathrm{d}u_k}{\mathrm{d}t} = \pm \frac{2\, i_{ck}}{C_c}$	$\pm I_k$		
		(5) $u_n = i_n R_r$	(5) $\pm i_n = u_n / R_r$	$\pm I_n$		
		$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{1}{C^2}\cdot\frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$	$\frac{u_{k-1} - 2u_k + u_{k+1}}{(\Delta x)^2}$	U_k		
		$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = \frac{1}{C^2}\cdot\frac{\partial^2 i}{\partial t^2}$	$\frac{1}{C^2}\cdot\frac{\mathrm{d}^2 u_k}{\mathrm{d}t^2}$	$\frac{\mathrm{d}U_k}{\mathrm{d}t}$	fig. 3,*g*	

Tabela 2

Amplificatoare operaţionale şi rezistenţe necesare modelării schemelor din figura 3

Nr. crt.	Schema-tip a cuadripolilor modelului liniei	Amplificatoare			Rezistenţe 100 kΩ	Rezistenţe decadice	Numărul maxim de cuadripoli pe MECAN-II	Observaţii
		integratoare	sumatoare	total				
1	⌐ identici	$2n$	$2+n$	$2+3n$	$2n$	$3+3n$	25–26	fig. 3, *a*
2	T nesimetrici, neidentici	$1+2n$	$1+n$	$2+3n$	$2n$	$4+3n$	25–26	fig. 3, *b*
3	π nesimetrici, neidentici	$1+2n$	$3+n$	$4+3n$	$2+2n$	$4+3n$	25–26	fig. 3, *c*
4	⌜ identici	$2n$	$2+n$	$2+3n$	$2n$	$3+3n$	25–26	fig. 3, *d*
5	T simetrici, identici	$1+2n$	$3+3n$	$4+5n$	$1+5n$	$5+3n$	16–17	fig. 3, *e*
6	π simetrici, identici	$1+2n$	$3+3n$	$4+5n$	$2+5n$	$4+3n$	16–17	fig. 3, *f*
7	Model al ecuaţiei telegrafiştilor, schemă în diferenţe finite	$2n$	$2+2n$	$2+4n$	n	$3+5n$	18–19	fig. 3, *g*

cifră realizată în lucrarea [13], limitarea provenind de la rezistenţele decadice, fiindcă amplificatoarele ce dau derivatele 2 şi 1 ale mărimii s-ar putea cumula într-unul singur, integrator-sumator care dă derivata 1.

c) Cu schemele T sau π, avînd cuadripoli identici şi simetrici, se pot obţine maximum 17 cuadripoli.

d) Schemele mai indicate sînt acelea cu cuadripoli T şi π, neidentici şi nesimetrici, dat fiind numărul mai mare de cuadripoli care se obţine la utilizarea lor, avînd totodată şi o funcţionare în condiţii de simetrie identice liniei reale, spre deosebire de schemele cu cuadripoli ⌐ şi ⌜, care nu satisfac această condiţie. Acestea sînt cu atît mai potrivite atunci cînd este necesar a se cunoaşte toate mărimile electrice ale cuadripolului, tensiunile şi curenţii longitudinali şi transversali. Cînd interesează şi viteza de variaţie a tensiunii şi curentului longitudinal, atunci este indicat modelul din figura 3,*g* al ecuaţiei telegrafiştilor. De menţionat că, datorită ecuaţiei identice pentru tensiunile şi curenţii longitudinali, curbele obţinute reprezintă ambele mărimi la scări diferite, alese pentru fiecare din ele prin programare. Schemele cu cuadripoli în T sau π, identici şi simetrici, sînt indicate atunci cînd interesează cunoaşterea tensiunilor şi curenţilor de-a lungul întregii linii.

3. Calculul schemei program. Rezultate calitative

În scopul obţinerii unui număr maxim de cuadripoli pentru modelul liniei am ales schema lanţ cu cuadripoli de tipul ⌐ identici, în cazul funcţionării liniei în gol, $R_r = \infty$ sau în cazul

liniei fără undă reflectată cu receptorul de rezistență R_r egală cu impedanța caracteristică a liniei Z_c și cu cuadripoli T, nesimetrici și neidentici, pentru linia în scurtcircuit, $R_r = 0$.

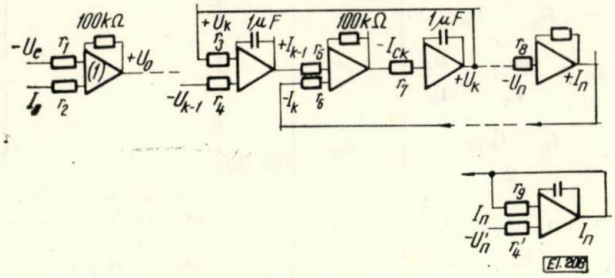


Fig. 4. Schema de calcul al rezistențelor de intrare în amplificatoarele operaționale pentru sursă, cuadripol de ordin k și receptor.

Din tabela 1 și figura 3, *a* și *b* se observă că cele două tipuri de scheme au modele identice, cu excepția modelului receptorului care este un amplificator operațional de tip sumator pentru $R_r = \infty$ și $R_r = Z_c$, respectiv de tip integrator pentru $R_r = 0$.

La modelarea liniei, pentru cercetările din lucrarea [8], pentru calculul rezistențelor decadice am ales următoarele relații între mărimile reale și cele de pe mașină:

$U_{ms} = Ku$, pentru tensiunea continuă, cu $K = 2{,}64.10^{-5}$;

$100 = \mathrm{SIN} = K'u$, pentru tensiunea alternativă, cu $K' = 10^{-4}$;

$I_{ms} = \beta i$, cu $\beta = 10^{-2}$ V/A și $\frac{10^{-2}}{2}$ V/A;

$\tau = \alpha t$, cu $\alpha = 3\,000$, pentru $l = 1\,000$ km și $\alpha = 60\,000$, pentru $l = 50$ km.

Calculele schemei din figura 4 sînt cuprinse în anexă.

S-au obținut următoarele relații valabile și pentru tensiunea treaptă și pentru cea sinusoidală:

$$r_1 = 100\frac{K'}{K}\,\mathrm{k\Omega};$$

$$r_2 = 100\frac{\beta}{K}\cdot\frac{1}{R_0}\,\mathrm{k\Omega};$$

$$r_3 = r_4 = \frac{\alpha K}{\beta}L_c\,\mathrm{M\Omega}\ (L_c \text{ în H});$$

$$r_5 = r_6 = 100\,\mathrm{k\Omega};$$

$$r_7 = \frac{\alpha\beta}{K}C_c\cdot 10^{-6}\,\mathrm{M\Omega}\ (C_c \text{ în } \mu\mathrm{F});$$

$$r_8 = \frac{K}{\beta}\cdot 100\,R_r\,\mathrm{k\Omega};$$

$$r_9 = \alpha\frac{1}{2}\cdot\frac{L_c}{R_r}\,\mathrm{M\Omega};$$

$$r'_4 = \frac{\alpha K}{\beta}\cdot\frac{L_c}{2}\,\mathrm{M\Omega}.$$

L_c și C_c sînt inductivitatea și capacitatea aferente unui cuadripol.

Se observă că rezistența r_1 depinde de raportul dintre factorii de amplificare a tensiunii sursei și a celei de pe linie. De fapt, s-ar putea lua $K' = K$, în care caz însă sinusoida la alimentarea modelului cu tensiune armonică ar avea amplitudinea mai mică, K' fiind mai mare decît K. Rezistența r_8 depinde de rezistența R_0 a sursei, iar rezistența r_8 depinde de rezistența R_r a receptorului, ambele fiind independente de timp, α. Rezistențele r_2 și r_9 sînt infinite, cînd sursa are putere infinită ($R_0 = 0$), respectiv cînd receptorul are rezistența 0 (linie în scurtcircuit). Numai rezistențele r_3, r_4 și r_7 depind de coeficientul α și de numărul de cuadripoli ai modelului liniei $\left(L_c = \frac{L}{n},\ C_c = \frac{C}{n}\right)$, fapt care a dus la alegerea potrivită a lui K și β, astfel ca $r_3 = r_4 = r_7$, în scopul utilizării complete a capacității calculatorului: $10\,\mathrm{k\Omega} \leqslant r \leqslant 10\,\mathrm{M\Omega}$.

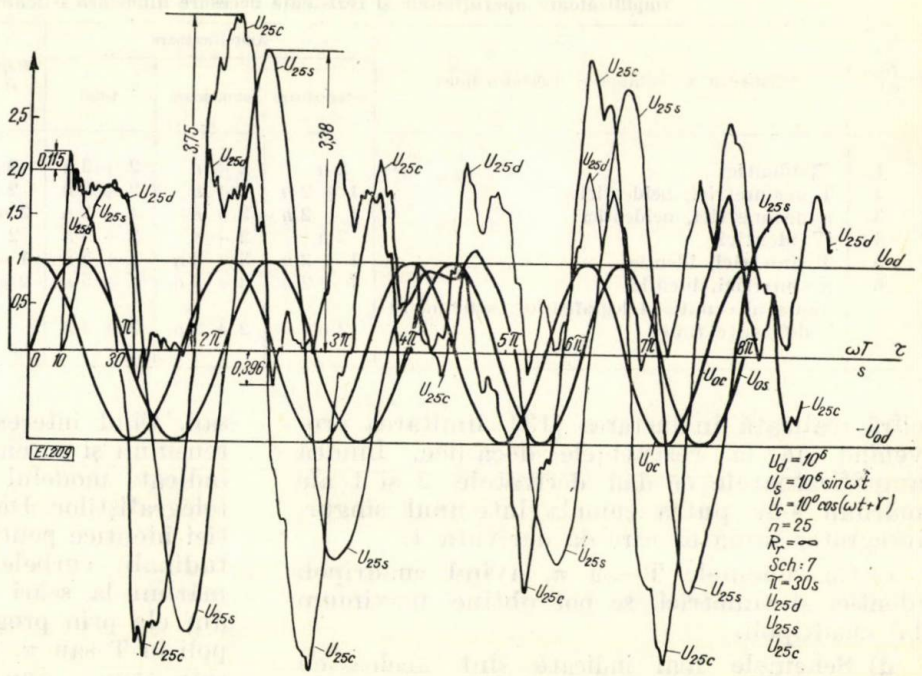


Fig. 5. Diagramă înregistrată pe calculatorul MECAN II. $R_r = \infty$, $n = 25$; U_e, contină, cosinusoidală și sinusoidală cu o durată de mai multe perioade.

Cu factorii de amplificare aleşi s-au obţinut, pentru linia de 1 000 km la 220—400 kV (L = =1,26 H, C=8,8 μF), următoarele valori extremale pentru rezistenţele r_3, r_4 şi r_7 :

$$n = 1, \quad r_3 = r_4 = r_7 = 10 \text{ M}\Omega;$$

$$n = 25, \quad r_3 = r_4 = r_7 = 0{,}4 \text{ M}\Omega.$$

Menţionăm că pentru o amplificare de 30 000 ori a timpului nu se poate modela linia cu un număr mai mic de zece cuadripoli din cauza depăşirii valorii de 10 MΩ la rezistenţele de intrare în amplificatoarele operaţionale.

În figura 5, în scopul exemplificării calitative referitor la influenţa numărului de cuadripoli şi a formei tensiunii de alimentare, se arată una dintre diagramele obţinute pe calculatorul analogic MECAN II la cercetările ale căror rezultate cantitative sînt conţinute în lucrările [8], [9].

Semnificaţia notaţiilor de pe diagramă este următoarea : indicile 25 arată numărul de ordine al cuadripolului ;

u_d — tensiunea continuă ;
u_s — tensiunea sinusoidală ;
u_c — tensiunea cosinusoidală.

Se arată influenţa formei tensiunii la linia în gol timp de mai multe perioade. Se observă că tensiunea cosinusoidală dă cele mai mari supratensiuni 3,75 u_f, iar tensiunea continuă, cele mai reduse 2,396 u_f. De asemenea, se vede că tensiunea cosinusoidală urmează pe anumite porţiuni tensiunea continuă.

Influenţa numărului de cuadripoli asupra vitezei de creştere a mărimilor tensiune şi curent la capătul liniei, în cazul unei linii în gol şi a unei linii fără undă reflectată, este tratată amplu în [8], [14].

5. Concluzii

În lucrare au fost prezentate unele aspecte practice din experienţa căpătată în studierea procesului de propagare pe liniile lungi a mărimilor electromagnetice, folosind calculatoarele de tip analogic. Apare astfel oportunitatea folosirii metodei modelării ecuaţiilor rezultate din teoremele lui Kirchhoff, scrise pentru circuitul unui cuadripol pentru mărimile instantanee. Schemele cu cuadripoli T şi π, nesimetrici şi neidentici, sînt indicate pentru obţinerea unui număr cît mai mare de cuadripoli pe un calculator dat. La număr mare de cuadripoli se pot folosi şi schemele ⌐ sau ⌐, nesimetria primului sau ultimului cuadripol fiind practic fără influenţă asupra rezultatului.

Metoda modelării proceselor pe o linie electrică lungă, exemplificată în lucrare, este aplicabilă în orice alt proces ce are loc într-un mediu cu structură continuă, care se poate simula cu un lanţ de cuadripoli.

ANEXA

Deducerea formulelor de calcul al elementelor schemei din figura 4

Ecuaţiile de calcul sînt cele indicate în tabela 1 la punctul 1 şi 2, iar ecuaţiile de similitudine sînt indicate în text.

Ecuaţia (1) : $u_0 = u_e - R_0 i_0$.

Ecuaţia amplificatorului : $$\frac{|U_0|}{10^5} = \frac{|U_e|}{r_1} + \frac{|I_d|}{r_2}. \tag{A}$$

Înlocuind în (A) mărimile maşinii cu cele reale pe baza relaţiilor de similitudine din lucrare, se obţine :

$$\frac{Ku_0}{10^5} = \frac{K'u_e}{r_1} + \frac{\beta i_0}{Kr_2}, \tag{B}$$

$$u_0 = \frac{10^5 K'u_e}{Kr_1} + \frac{10^5 \beta i_0}{Kr_2}. \tag{C}$$

Identificînd coeficienţii termenilor asemenea din ecuaţia (1) şi (C), se obţine :

$$r_1 = \frac{10^5 K'}{K}\ \Omega = 10^2 \frac{K'}{K},\ \text{k}\Omega, \tag{D}$$

$$r_2 = \frac{10^5 \beta}{KR_0}\ \Omega = 10^2 \frac{\beta}{KR_0},\ \text{k}\Omega. \tag{E}$$

În acelaşi mod se rezolvă ecuaţia (5) :

$$\frac{|U_n|}{r_8} = \frac{|I_n|}{10^5}, \tag{F}$$

$$\frac{Ku_n}{r_8} = \frac{\beta i_n}{10^5}, \tag{G}$$

$$i_n = \frac{10^5 K}{\beta r_8} u_n, \tag{H}$$

$$\frac{1}{R_r} = \frac{10^5 K}{\beta r_8}, \tag{I}$$

$$r_8 = \frac{10^5 K}{\beta} R_r\ \Omega = 10^2 \frac{K}{\beta} R_r,\ \text{k}\Omega \tag{I'}$$

cu R_r exprimat în ohmi.

Ecuaţia (3), $i_{ck} = i_{k-1} - i_k$, k avînd mărimi identice atît la intrarea, cît şi la ieşirea amplificatorului, dă valori egale cu reacţia pentru rezistenţele r_5 şi r_6 :

$$r_5 = r_6 = 100\ \text{k}\Omega. \tag{K}$$

Ecuaţia (2) $\frac{\mathrm{d}i_{k-1}}{\mathrm{d}t} = \frac{u_{k-1}}{L_c} - \frac{u_k}{L_c}$ este de tip diferenţial.

Ecuaţia amplificatorului este :

$$PI_{k-1} = \frac{|U_{k-1}|}{cr_4} + \frac{|U_k|}{cr_3}, \tag{L}$$

unde c este reacţia amplificatorului, $c = 1\ \mu\text{F}$, iar $P(p)$ este operatorul diferenţial $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$.

Înlocuind în (L) mărimile maşinii cu cele reale, obţinem :

$$\frac{\mathrm{p}}{\alpha} \beta\, i_{k-1} = \frac{ku_{k-1}}{cr_4} + \frac{ku_k}{cr_3}, \tag{M}$$

$$pi_{k-1} = \frac{\alpha k}{\beta cr_4} u_{k-1} + \frac{\alpha k}{\beta cr_3} u_k, \tag{N}$$

de unde, prin identificarea cu (2), obținem :

$$r_3 = r_4 = \frac{\beta K}{c\beta} L_c \Omega = \frac{\alpha K}{\beta} L_c, \text{ M}\Omega, \tag{O}$$

cu L_c, în H.

În mod similar, din ecuația (4), $\frac{du_k}{dt} = \frac{i_{ck}}{C_c}$, rezultă :

$$PU_k = \frac{|I_{ck}|}{c\, r_7}, \tag{P}$$

$$\frac{p}{\alpha} Ku_k = \frac{\beta i_{ek}}{c\, r_7}, \tag{Q}$$

$$pu_k = \frac{\alpha\beta}{c\, kr_7} i_{ck}, \tag{R}$$

$$\frac{1}{C_c} = \frac{\alpha\beta}{c\, Kr_7}, \tag{S}$$

$$r_7 = \frac{\alpha\beta}{c\, K} C_c. \tag{T}$$

În cazul schemei în T cu cuadripoli nesimetrici și neidentici, figurile 2,*b* și 3, *b*, din ecuația (5), $\frac{di_n}{dt} = \frac{2u_n'}{L_c} - \frac{2k_r}{L_c} i_n$, obținem :

$$PI_n = \frac{|U_n'|}{cr_4'} + \frac{|I_n|}{cr_9}, \tag{U}$$

$$\frac{p}{\alpha} \beta i_n = \frac{Ku_n'}{cr_4'} + \frac{\beta i_n}{cr_9}, \tag{V}$$

$$pi_n = \frac{\alpha K}{c\beta r_4} u_n' + \frac{\alpha}{cr_9} i_n, \tag{X}$$

$$\frac{\alpha K}{c\beta r_4'} = \frac{2}{L_c}; \quad \frac{\alpha}{cr_9} = \frac{2R_r}{L_c}, \tag{Y}$$

$$r_4' = \frac{\alpha K}{c\beta}, \frac{L_c}{2} \Omega = \frac{\alpha K}{\beta} \cdot \frac{L_c}{2}, \text{ M}\Omega, \tag{W}$$

$$r_9 = \frac{\alpha}{R_r c} \cdot \frac{L_c}{2} \Omega = \frac{\alpha}{R_r} \cdot \frac{L_c}{2}, \text{ M}\Omega, \tag{Z}$$

unde L_c se exprimă în H.

Bibliografie

[1] *Carson, J. R.* Elektrische Ausgleichsvorgänge und Operatorenrechnung. Berlin, 1929.

[2] *Kontorovici, M. I.* Calculul operațional și fenomenele tranzitorii în circuitele electrice (traducere din limba rusă). București, E. E. S., 1955.

[3] *Antoniu, I. S.* Chestiuni speciale de electrotehnică. București, Editura Academiei, 1956.

[4] *Stafford, E. M., Evans, D. J. și Hingorani, N.* Calculation of travelling waves on transmission systems by finite difference. In : Power Record I.E.E., iunie 1965, p. 941.

[5] * * * Vicislitelnaia Tehnika. Spravocinik. Tom. I. Analogovie vicislitelnie ustroistva. Moscova — Leningrad, 1964.

[6] *Drăgan, G., Adămuț, I.* și *Petcu, M.* Analogue Computer Investigation into Surges Oppearing on Opening Capacitive and Inductive Circuits. CIGRÉ, 1966, Rap. 424.

[7] *Avramescu, A., Drăgan, G., Adămuț, I.* și *Petcu, M.* Switching Surges modelled by a Quadripole. În : Rev. roum. Sci. techn. électrotechn., énerg., nr. 1,1964,

[8] *Antoniu, I. S.* și *Adămuț, I.* Contribution à la definition de la vitesse de propagation d'un signal sur les chaînes de quadripoles. In : Rev. roum. Sci. techn. électrotechn., énerg., tom. **11**, nr. 3, p. 341, 1966.

[9] *Antoniu, I. S.* și *Adămuț, I.* Un nouveau criterium pour la determination de l'erreur dans la propagation d'un signal sur les chaînes de quadripoles. În : Bul. Inst. Polit. Buc. 1967.

[10] *Popov, V. M., Tătaru, N. N.* și *Băjenescu, T. N.* Calculatorul analogic neliniar MECAN II. In : Studii și cercetări de energetică, nr. 2, 1963, p. 291.

[11] *Antoniu, I.* S. Calculul matricial și tensorial în electrotehnică. București, Ed. tehnică, 1962.

[12] *Handel, P. V.* Electronic Computers. Viena, Springer Verlag, 1962.

[13] *Bălă, C. V.* și *Ghețaru, S.* Cîmpul magnetic alternativ-tangențial în mediul feromagnetic. In : Studii și cercetări de energetică, nr. 2, 1965, p. 267.

Intrat în redacție la 15.IX.1966

Solicitarea termică a transformatorului de curent la scurtcircuit

Mihail Pesici* — Bucureşti

CZ 621.314.224.017.7.001.24

Pentru un transformator de curent, cu multe spire în înfăşurarea primară, solicitarea termică a acesteia, în funcţionarea normală, este minimă. Miezul de fier, care are o inducţie departe de saturaţie, nu este supus unei solicitări puternice în cazul unei suprasarcini. O situaţie care prezintă în funcţionare un pericol pentru fier este aceea a circuitului secundar deschis. Aceasta constituie şi o posibilitate de încălzire exagerată a înfăşurării primare din cauza lipsei de amperspire secundare compensatoare [3]. Fără a aborda rezultatele nefavorabile pe care le produce înfăşurarea secundară deschisă asupra izolaţiei înfăşurărilor, a remanenţei magnetice care influenţează negativ clasa de precizie a transformatorului [5] etc., în articol se expune solicitarea termică la care este supusă înfăşurarea primară a transformatorului de curent, în cazul unui scurtcircuit.

La transformatoarele de curent în ulei, suprasarcina de durată de 20% nu pune probleme, dată fiind conductibilitatea termică a uleiului. Suprasarcina, ca şi scurtcircuitul, pot constitui însă o problemă pentru transformatoarele de curent cu înfăşurări prinse în răşini turnate, din cauza slabei conductibilităţi termice a răşinii [2]. Aceasta poate avea ca urmare: o încălzire locală ridicată, solicitări mecanice importante datorită dilatării conductorului şi chiar explozia transformatorului de curent (fig.1).

Criterii de funcţionare

Din nevoia de a se obţine dimensiuni de gabarit cît mai reduse se acceptă, în general, pierderi în cupru ridicate la o disipare insuficientă a căldurii.

Condiţiile impuse pentru solicitările termice la suprasarcini sînt departe de a fi atît de severe ca acelea impuse pentru solicitările termice la scurtcircuit. Aceste condiţii severe sînt justificate. Transformatorul de curent este conectat în serie în circuitul principal, o deteriorare a lui putînd produce întreruperea livrării energiei electrice.

Solicitările termice la scurtcircuit în transformatoarele de curent sînt produse de curenţi intenşi determinaţi de puterea de scurtcircuit a reţelei şi de parametrii circuitului. Aceste solicitări produc încălzirea conductorului primar, încălzire care se suprapune temperaturii de funcţionare la curentul nominal I_n sau la $1{,}2\ I_n$. Normele uzuale indică, pentru încălzire la înfăşurările cu izolaţie clasa A, o creştere maximă de temperatură de 60°C şi o temperatură maximă de 105°C la un curent de durată depăşind cu 20% valoarea curentului nominal I_{1n}. Pentru curentul limită termic, cu durata de o secundă, se indică valori de

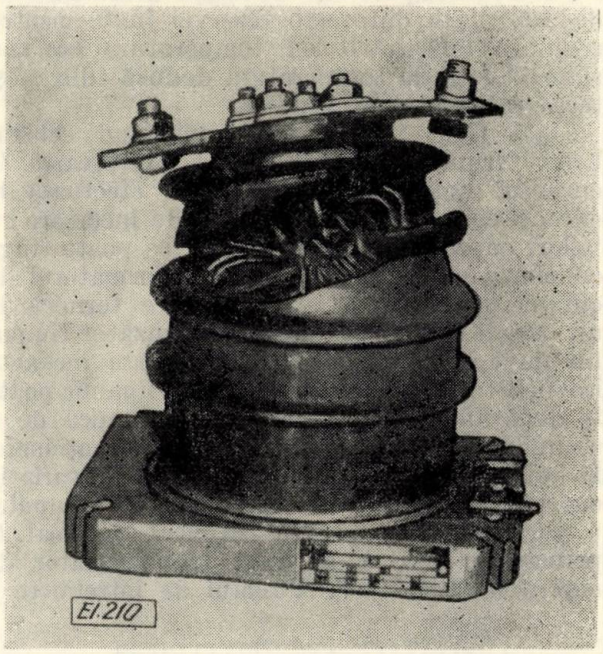


Fig. 1. Aspectul unui transformator de curent necorespunzător după o încercare la stabilitate termică.

curent cuprinse între 60 I_{1n} şi 120 I_{1n}, în raport cu tensiunea nominală a transformatorului de curent. Pentru intervale de timp t diferite de o secundă se admite un curent limită termic I_{tt} dedus din relaţia:

$$I_{tt} = \frac{I_t}{\sqrt{t}},$$

în care:

I_{tt} este curentul limită termic în kA pentru intervalul de timp t;

I_t — curentul limită termic de o secundă în kA.

Relaţia este valabilă pentru intervale de timp $t = 0{,}5-5$ s. Aceleaşi norme indică, pentru curentul limită dinamic, valori deduse din relaţia:

$$1{,}8 \times I_{termic} \times \sqrt{2} = 2{,}5\ I_t.$$

Pe de altă parte se consideră că stabilitatea la solicitarea termică este satisfăcută pentru o izolaţie de clasa A, dacă densitatea de curent în înfăşurarea primară corespunzătoare curentului termic nominal nu depăşeşte 180 A/mm², înfăşurarea fiind din cupru.

* Ing. *M. Pesici* este şef de laborator la I.C.P.E.

Întrucît unele norme impun, după cum s-a arătat, o încălzire a înfăşurării transformatorului de curent (clasa de izolaţie A) de 60°C şi o temperatură maximă de 105°C, apare întrebarea: care este încălzirea care are loc în înfăşurări, în cazul unui scurtcircuit? Creşterile de temperatură maxime admisibile, indicate pentru funcţionarea la 1,2 I_n, sînt corespunzătoare unei temperaturi a mediului înconjurător de + 35°C sau + 40°C. Diferenţa de 5÷10°C, care apare faţă de temperatura maximă de 105°C, se datoreşte rezervei luate pentru regiunea înfăşurării cu temperatura cea mai ridicată faţă de temperatura dedusă din creşterea rezistenţei înfăşurării.

Dată fiind indicaţia că, păstrînd echivalenţa termică $I^2_{termic} \cdot t = \text{const.}$, încercarea la curentul limită termic poate fi efectuată la curenţi corespunzători timpilor de încercare cu valori cuprinse între 0,5 şi 5 s, se poate trage concluzia că în exploatare transformatorul de curent poate suporta o solicitare termică la un curent de scurtcircuit corespunzător timpului de 0,5 s. Această deducţie este inexactă întrucît valoarea curentului limită dinamic poate fi depăşită pentru o durată mai mică de o secundă a solicitării termice convenţionale. În diagrama din figura 2 se arată variaţia curentului limită termic în limitele timpului $t = 0{,}5$ s ÷ 5 s, pentru curentul nominal I_n primar de 200 A al unui transformator de curent de 10/35 kV. Punctul de întretăiere a

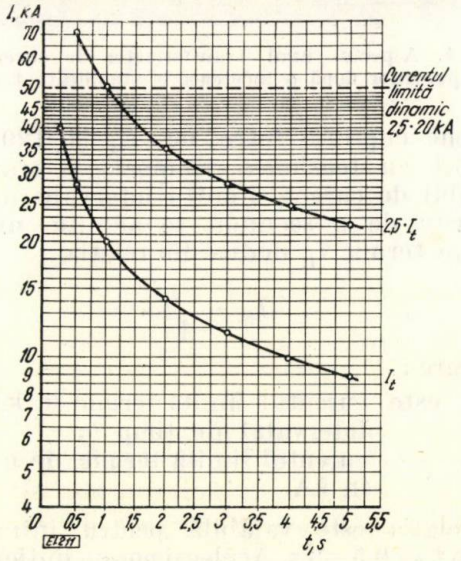


Fig. 2. Variaţia curentului limită termic pentru $t = 0{,}5$ — —5 s pentru un transformator de curent de 200/5 A cu o tensiune de utilizare de 10/35 kV.

curbei 2,5 I_t cu dreapta curentului limită dinamic 2,5 × 20 kA este situat la timpul $t = 1$ s.

La încercarea la stabilitate termică a transformatorului de curent la o valoare de curent corespunzător unui timp sub o secundă este necesar să se ia măsuri, astfel încît în timpul încercării valoarea amplitudinii curentului să nu depăşească valoarea curentului limită dinamic admis.

Determinarea încălzirii înfăşurării primare

În ansamblul transformatorului de curent, efectul termic al scurtcircuitului se manifestă şi în înfăşurarea secundară, această înfăşurare fiind închisă printr-un aparat de măsură sau scurtcircuitată. Curentul de scurtcircuit este însă limitat din cauza saturaţiei miezului de fier. În general, din măsurători, se constată că acest curent nu depăşeşte multiplul de 40 faţă de curentul nominal I_{2n}, în timp ce curentul în înfăşurarea primară este limitat aproape numai de rezistenţa ohmică a acesteia. Pentru determinarea solicitării termice a înfăşurării primare se expune mai departe, pe cale analitică, încălzirea rezultată din calcul în raport cu densitatea de curent.

Convenţional, se admite că, pentru o durată maximă de 5 s a scurtcircuitului, între conductorul înfăşurării şi corpurile vecine nu se produce nici un schimb de căldură. În consecinţă, întreaga energie electrică dezvoltată de conductor se transformă în căldură. Pentru înfăşurarea primară se poate scrie deci următoarea egalitate [6]:

$$4{,}19\ c\ 1\ s\gamma \mathrm{d}\theta = \rho_0 (1 + \alpha\theta) \frac{l}{s} I^2\, \mathrm{d}t \qquad (1)$$

sau

$$\int_0^\theta \frac{\mathrm{d}\theta}{1 + \alpha\theta} = \frac{\rho_0}{4{,}19\ c\gamma} \int_0^t \frac{I^2}{s^2} \mathrm{d}t.$$

Soluţia acestei relaţii, a cărei dezvoltare este arătată în anexă, este:

$$\theta = \frac{1}{\alpha}\left[\exp.\ \alpha \frac{\rho_0}{4{,}19\ c\gamma} \int_0^t J^2\, \mathrm{d}t - 1\right], \qquad (2)$$

în care:

- c este căldura specifică a cuprului, cal/g °C;
- s — secţiunea conductorului, mm²;
- γ — greutatea specifică a cuprului, g/cm³;
- ρ_0 — rezistivitatea cuprului la 0°, Ω mm²/m;
- J — densitatea de curent, A/mm²;
- α — coeficientul de creştere a rezistenţei;
- 4,19 — echivalentul în Ws al unei calorii, θ fiind încălzirea înfăşurării, °C.

Se menţionează că $\frac{I}{s}$ reprezintă densitatea de curent J, A/mm².

Variaţia densităţii de curent în timp, în cazul unui scurtcircuit, este dată de expresia:

$$j = J_{ef} \sqrt{2}\ [\sin\alpha\, \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} + \sin(\omega t - \alpha), \qquad (3)$$

în care :

$\tau = \frac{L}{R}$ este constanta de timp a componentei aperiodice ;

$\alpha = \varphi - \psi$;

ψ — unghiul de producere a scurtcircuitului față de trecerea tensiunii prin zero ;

φ — arc tg $\frac{L\omega}{R}$.

După cum se vede, j are două componente : una periodică, corespunzînd regimului permanent, și cealalta exponențială. Ultima componentă va avea valoarea maximă cînd :

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \text{ și } \psi = 0.$$

Reluînd termenul de sub semnul integralei din relația (2) și înlocuind cu (3), se obține :

$$\int_0^t j^2 \, dt = 2 J_{ef}^2 \int_0^t [\sin \alpha \, e^{-\frac{t}{\tau}} + \sin (\omega t - \alpha)]^2 \, dt. \tag{4}$$

Soluția acestei integrale, care cuprinde cîțiva termeni relativ dezvoltați, este cunoscută și nu va fi menționată în articol decît sub forma exprimînd situația scurtcircuitului simetric, ca și a celui asimetric pentru cazul cel mai defavorabil.

Producerea unui curent de scurtcircuit simetric este condiționată de momentul inițial al scurtcircuitului, și anume de egalitatea :

$$\psi = \varphi, \text{ iar } \alpha = 0.$$

Pentru acest caz, relația (4) devine după integrare :

$$\int_0^t j^2 \, dt = 2 J_{ef}^2 \int_0^t \sin^2 \omega t \, dt = 2 J_{ef}^2 \left(\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4 \omega} \right). \tag{5}$$

Considerînd cazul extrem al scurtcircuitului asimetric care se produce cînd :

$$\psi = 0 \text{ și } \varphi = \frac{\pi}{2},$$

deci $\alpha = \frac{\pi}{2}$

și efectuînd înlocuirile și calculele cu expresia (4), se obține :

$$\int_0^t j^2 \, dt = 2 J_{ef}^2 \int_0^t (1 - \cos \omega t)^2 \, dt =$$

$$= 2 J_{ef}^2 \left(\frac{3t}{2} + \frac{\sin 2\omega t}{4 \omega} - \frac{2 \sin \omega t}{\omega} \right). \tag{6}$$

Desigur că este aproape imposibil ca în cazul unui scurtcircuit, unghiul φ să aibă valoarea de 90°C. Trebuie admisă însă posibilitatea ca, în anumite circumstanțe, prin predominanța inductanței cos φ_{scc} poate să scadă pînă la 0,05. În această ipoteză se poate aplica, cu suficientă exactitate, relația (6) pentru regimul tranzitoriu pe durata t egală cu jumătate din valoarea timpului de extincție a componentei aperiodice, adică $t = 0{,}125$ s, iar pentru restul timpului, pînă la obținerea echivalentei

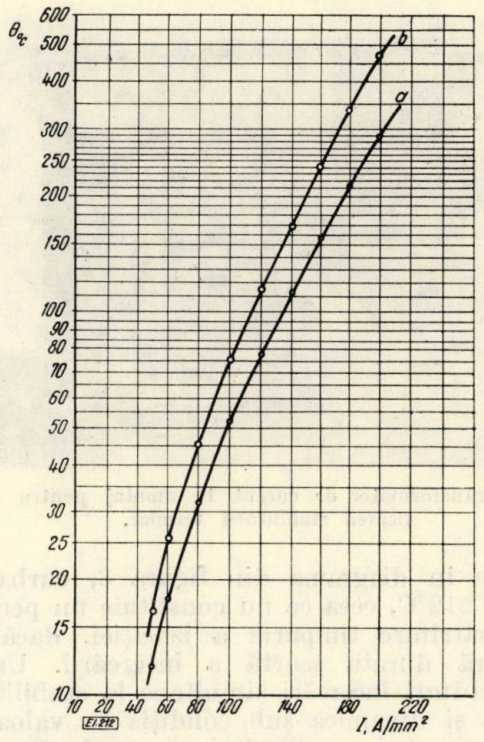


Fig. 3. Încălzirile înfășurării primare pentru diferite valori ale densității de curent, la scurtcircuit :
a — cazul curentului de scurtcircuit simetric ;
b — cazul curentului de scurtcircuit asimetric cos $\varphi_{scc} = 0{,}05$.

termice se va considera cazul curentului simetric dat de relația (5). Pentru a stabili încălzirea înfășurării primare, în cazul unui curent de scurtcircuit simetric, s-au efectuat calcule de determinare a încălzirilor pentru densități de curent de scurtcircuit de la 50 pînă la 200 A/mm² pentru o durată de o secundă.

Valorile încălzirilor rezultate din acest calcul sînt expuse în curba *a* din figura 3.

Încălzirea înfășurării primare, produsă de un curent de scurtcircuit, poate fi considerată sub două aspecte :

1. încălzirea produsă în încercarea la curentul limită termic și posibilitățile de încercare în cadrul condițiilor impuse de norme ;

2. încălzirea produsă în exploatare de curentul de scurtcircuit al sistemului energetic, în raport cu timpul de declanșare, reanclanșare automată etc.

Pentru primul caz, în încercare pentru verificarea stabilității termice (fig. 4), transformatorul de curent este mai puțin solicitat termic. Încercarea se efectuează, transformatorul avînd temperatura apropiată de aceea a mediului ambiant +17°C pînă la +27°C. În această situație, recomandarea dată pentru

o densitate de curent de 180 A/mm² considerată ca limită admisibilă pentru stabilitate la curentul termic, este justificată.

Încălzirea produsă de un curent simetric pentru această densitate de curent, după cum

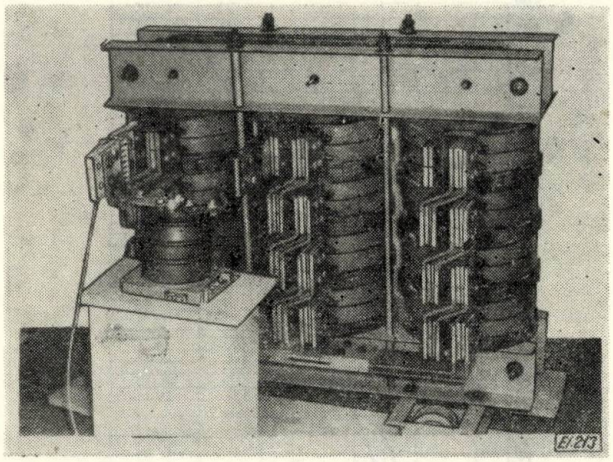


Fig. 4. Transformator de curent în montaj pentru verificarea stabilității termice.

se vede în diagrama din figura 3, curba *a*, este de 212°C, ceea ce nu constituie un pericol de îmbătrînire timpurie a izolației, dacă se consideră durata scurtă a încercării. Unele norme admit încercări simultane la stabilitate termică și dinamică sub condiția ca valoarea celei mai mari amplitudini să nu depășească valoarea curentului limită dinamic prescris. Cum durata încercării la stabilitate dinamică nu este condiționată decît sub aspectul efectului termic, încercarea simultană poate fi efectuată și la un curent eficace I_2 dedus din relația:

$$I_2 = \frac{2,5}{\sqrt{2}} I_1 = 1,8\, I_1,$$

I_1 fiind curentul limită termic pentru $t = 1$ s. Durata încercării t_2 pentru curentul $I_2 = 1,8\, I_1$ rezultă din egalitatea $(1,8\, I_1)^2\ t_2 = I_1^2 \cdot 1$, din care:

$$t_2 = \frac{1}{1,8^2} = 0,308 \text{ s}.$$

Această valoare reprezintă limita inferioară a duratei de încercare simultană.

Al doilea aspect al solicitării termice a înfășurării primare se referă la condițiile de funcționare care pot să apară în exploatare, la scurtcircuit. Dacă în încercările de stabilitate termică, aceste solicitări pot fi suficient de riguros controlate [4] prin etalonări premergătoare, în exploatare, transformatorul de curent montat într-un circuit este supus unor solicitări care nu pot fi controlate în aceeași măsură. În general, din parametrii circuitului și din caracteristicile generatoarelor etc. se deduc curenții de scurtcircuit și se determină solicitările termice [1] și dinamice la care este supus echipamentul electric. Se cunosc deci: valorile eficace și de amplitudine maximă a curentului de scurtcircuit și timpul de declanșare a sistemului de protecție în circuitul respectiv. Uzual, în calculele energetice, solicitarea termică a transformatorului de curent este rezultatul produsului: $I_{ef}^2 \cdot t$, t fiind timpul după care trebuie să acționeze sistemul de declanșare. Acest rezultat nu reflectă solicitarea termică reală a înfășurării primare. În regimul tranzitoriu al curentului de scurtcircuit, participarea componentei aperiodice cu o constantă de timp relativ ridicată — cazul unui cos φ_{scc} de valoare scăzută — mărește apreciabil solicitarea termică. Pentru a ilustra această relatare s-au efectuat calculele pentru determinarea încălzirii înfășurării primare. S-a calculat integrala $\int_0^t j^2\, dt$ pe o durată de o secundă la scurtcircuit asimetric, pentru densități de curent de la 50 A/mm² pînă la 200 A/mm² și cos $\varphi_{scc} = 0,05$ cu momentul producerii scurtcircuitului la trecerea curentului prin maximum. Pentru regimul tranzitoriu s-a utilizat relația (6), luîndu-se o durată t egală cu jumătate din timpul de extincție a componentei aperiodice ($t = 0,125$ s), ceea ce prezintă, după cum s-a arătat, o suficientă exactitate. Pentru restul timpului pînă la $t = 1$s s-a considerat cazul curentului simetric în care s-a folosit relația (5). Valorile încălzirilor astfel determinate sînt expuse în diagrama din figura 3, curba *b*. Reluînd densitatea de curent limită de 180 A/mm² admisă pentru stabilitate termică, se observă că încălzirea înfășurării primare se ridică la 340°C pentru această densitate de curent, adică cu 60% mai mare decît în cazul unei echivalențe termice aplicate corect. Desigur că în această situație poate să apară o avarie a acestei înfășurări. Încălzirea aceasta crește în proporții ușor de imaginat în cazul cînd circuitul, în care este conectat transformatorul de curent, este prevăzut pentru reanclanșare automată. În situații în care în circuitul interesat se folosesc siguranțe fuzibile cu efect limitativ ridicat, solicitarea termică a transformatorului de curent este redusă. Există însă pericolul ca valoarea curentului limită dinamic să fie depășită.

Concluzii

În ansamblu, din încălzirile înfășurării primare a transformatoarelor de curent, ale căror valori funcție de densitatea de curent (la scurtcircuit) sînt expuse în diagrama din figura 3, curba *a*, se constată că acestea sînt relativ ridicate. Chiar pentru densități de 100 A/mm², încălzirea este de 50°C. În exploatare, în afara unor cazuri speciale, transformatorul de curent

este utilizat, în general, la un curent primar inferior curentului nominal și mai cu seamă inferior curentului 1,2 I_n. Datorită acestui fapt, desigur, temperatura totală a înfășurării primare fiind relativ scăzută, o suprapunere a încălzirii produsă de un curent de scurtcircuit nu afectează în mod simțitor procesul de îmbătrînire admisibil al izolației înfășurării primare. Totuși, recomandarea de a folosi o densitate de curent (la scurtcircuit) de 180 A/mm² sau 160 A/mm² nu poate fi acceptată fără rezerve. Încălzirile rezultate din calcul pentru aceste densități sînt 212°C și 155°C. Chiar dacă înfășurarea este înglobată în rășina turnată și se ignorează îmbătrînirea izolației înfășurării, nu poate fi minimalizat, fără verificări, efectul pe care îl produce o temperatură de 200—250°C asupra peliculei de rășină din imediata apropiere a conductorului.

Anexă la rezolvarea relației (1)

$$\frac{\rho_0}{4{,}19\,c\gamma}\int_0^t \frac{I^2}{s^2}\,dt = \int_0^\theta \frac{d\,\theta}{1+\alpha\theta} \text{ însă } \left(\frac{I}{s}\right)^2 = j^2,$$

j fiind densitatea de curent în A/mm²,

sau:

$$\frac{\rho_0}{4{,}19\,c\gamma}\int_0^t j^2\,dt = \int_0^\theta \frac{d\,\theta}{1+\alpha\,\theta}$$

și efectuînd calculul se obține:

$$\frac{\rho_0}{4{,}19\,c\gamma}\int_0^t j^2\,dt = \frac{1}{\alpha}\Big[\ln(1+\alpha\theta)\Big]_0^\theta = \frac{1}{\alpha}\ln(1+\alpha\theta),$$

sau:

$$1+\alpha\,\theta = \exp\frac{\alpha\,\rho_0}{4{,}19\,c\gamma}\int_0^t j^2\,dt,$$

și în final:

$$\theta = \frac{1}{\alpha}\left[\exp\frac{\alpha\,\rho_0}{4{,}19\,c\gamma}\int_0^t j^2\,dt - 1\right].$$

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Über die Berechnung der Kurzschlusserwärmung. In: ETZ **59**, 1939, p. 980.

[2] *Bosendorf, A.* și *Ringlage, K.* Messwandler mit Giessharzisolierung. In: Siemens — Zeitschrift **39**, nr. 4, 1965, p. 348—350.

[3] *Goldstein, I.* Die Messwandler. Basel, Verlag Birkhäuser, 1952.

[4] *Hortopan, Gh.* Comutator-program pentru încercarea aparatajului de comutație. În: Electrotehnica **7**, nr. 4, 1959 p. 135—139.

[5] *Pesici, M.* Comportarea reductorului de curent la curenți și cos φ reduși. În: Metrologia aplicată, nr. 9, 1957, p. 7—11.

[6] *Rudenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice. București, Editura tehnică, 1959.

Intrat în redacție la 25.II.1967

Instalațiile cu jet de plasmă și utilizarea lor în electrotehnică

Manfred Nachman, Dan Romalo și **Ovidiu Lupaș*** — București

CZ 533.9 : 621.039.61 : 621.3

Necesitatea prelucrării de materiale greu fuzibile a pus problema elaborării unor noi surse de căldură, de temperatură înaltă, cu densități mari de energie. O astfel de sursă de căldură, care a căpătat o largă utilizare în ultima vreme, este jetul de plasmă. Acesta este obținut cu ajutorul unor instalații speciale, în care energia electrică furnizată unui curent de gaz ionizat (jetul de plasmă) este transformată în căldură.

În jetul de plasmă, temperaturile mari nu se obțin pe seama unor procese chimice exoterme, ca la sursele chimice de căldură (flacăra combustibil-oxigen, convențională), ci în urma recombinării ionilor în atomi, respectiv a atomilor în molecule. Față de sursele de căldură clasice, instalațiile cu jet de plasmă prezintă următoarele avantaje (tabela 1, după Gerhold [1]):

— asigură concentrații de energie sensibil mai mari;

— oferă posibilitatea obținerii unor temperaturi de zeci de mii de grade, ceea ce permite, la o concentrație de energie corespunzătoare, prelucrarea (topirea) celor mai refractare materiale cunoscute în prezent;

— viteza jetului de gaz ionizat, cald, este extrem de mare, ceea ce oferă posibilitatea

Tabela 1

Caracteristicile unor surse de căldură chimice, în comparație cu cele ale plasmei confinate

Tipul flăcării	Temperatura maximă, °C	Fluxul caloric maxim în unități relative	Viteza gazului, m/s
Aer + propan în flacără Bunsen	1 810	1	30,5
Aer + propan în flacără de rachetă	1 810	5	760
Oxigen + propan în flacără Bunsen	2 920	5	91
Oxigen + propan în flacără de rachetă	2 920	12	1 100
Plasmă în arc confinat	16 500	42	9 100

* Colectiv de la Institutul de cercetări și proiectări pentru industria electrotehnică

obținerii unor fluxuri mari de energie în unitatea de timp prin unitatea de suprafață a jetului.

Trei idei principale stau la baza realizării instalațiilor cu jet de plasmă moderne [2]—[18]:

— folosirea descărcării în arc la presiune mare (de ordinul unei atmosfere) pentru ionizarea și încălzirea unui gaz; în arc are loc transformarea energiei electrice în căldură;

— injectarea în coloana arcului a unui gaz, care, preluînd cea mai mare parte din energia degajată în arc, este adus în stare de plasmă, obținîndu-se astfel un jet de plasmă. Energia preluată de la arc este apoi cedată de jet, în afara zonei de arc;

— micșorarea secțiunii transversale a coloanei arcului și a jetului (confinarea radială) cu ajutorul unui ajutaj răcit, prin care este obligat să treacă curentul de gaz. Acesta duce la mărirea densității de curent în arc, și deci a densității de energie în jet și a temperaturii acestuia. Ajutajul răcit contribuie și la stabilizarea caracteristicilor jetului de plasmă.

Plasma poate fi obținută atît cu ajutorul unei descărcări în arc în curent continuu sau alternativ de joasă frecvență, cît și cu ajutorul unei descărcări în înaltă frecvență. În mod obișnuit în practică se folosește, pentru obținerea jetului de plasmă, descărcarea în arc în curent continuu; de aceea, în continuare ne vom referi la instalații cu jet de plasmă funcționînd cu arc în curent continuu.

Dispozitivul în care se produce descărcarea în arc și în care se obține jetul de plasmă poartă denumirea de arzător cu jet de plasmă sau plasmatron.

1. Arzătorul cu jet de plasmă

1. 1. *Schema de principiu și modul de funcționare a unui arzător.* Schema de principiu a unui arzător (plasmatron) alimentat în curent continuu este arătată în figura 1, *a* [3], [7], [12], [16]. El este compus, în esență, din:

— un catod confecționat dintr-un metal refractar *1* prins în așa fel într-o montură răcită cu apă *2* încît continuitatea termică și electrică să fie asigurată. Montura catodului este legată la polul negativ al unui generator de curent continuu *3*;

— un ajutaj *4* răcit intensiv cu apă și legat la polul pozitiv al generatorului, care constituie anodul.

Aceste două părți sînt separate printr-o piesă electroizolantă *5*.

Dacă în spațiul dintre catod și anod se injectează un gaz oarecare (gazul plasmagen), de preferință chimic inert față de electrozi, în timp ce un arc electric *6* este amorsat și întreținut între cei doi electrozi, atunci la gura ajutajului se va obține un jet de plasmă *7*, adică un jet de gaz puternic ionizat, avînd o temperatură foarte înaltă.

Energia conținută în jetul de plasmă este eliberată prin recombinarea ionilor și electronilor pentru formarea de atomi neutri, respectiv prin recombinarea atomilor pentru formarea de molecule. Eliberarea de energie are loc în jet sau pe suprafețele materialelor introduse în calea jetului.

1.2. *Arcul netransferat și arcul transferat.* Un arzător cu jet de plasmă poate funcționa în două regimuri [2], [3], [5], [8], [9]:

— cu arc netransferat (fig. 1, *a*); în acest caz, polul pozitiv al sursei de alimentare este legat la ajutajul care confinează arcul; acest tip de arzător este utilizat cu precădere în instalațiile cu jet de plasmă pentru acoperiri, mai ales dacă trebuie evitată încălzirea suprafeței pe care se depune stratul;

— cu arc transferat (fig. 1, *b*); în acest caz, polul pozitiv al sursei de alimentare *3* este

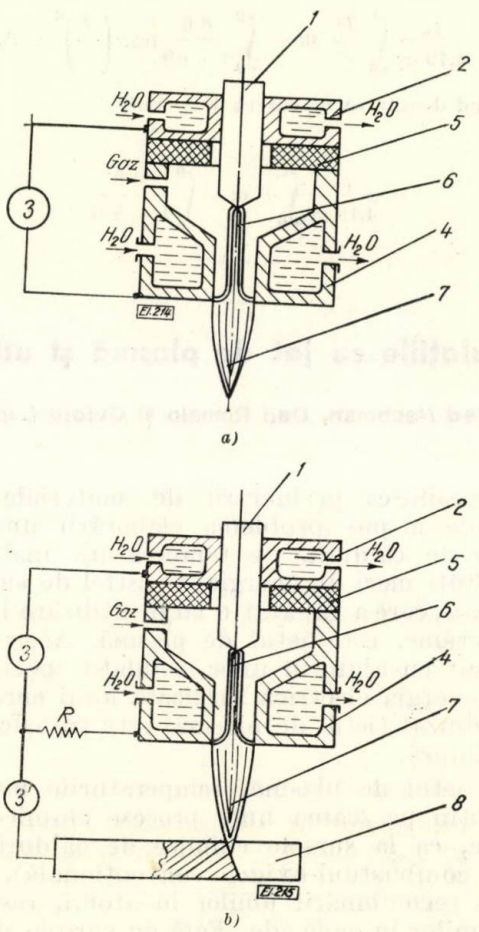


Fig. 1. *a)* Arzător cu arc netransferat; *b)* Arzător cu arc transferat:

1 — catod; *2* — montură răcită; *3* — și *3'* generator electric; *4* — ajutaj electric; *5* — piesă izolantă; *6* — arc electric; *7* — jet plasmă; *8* — piesă de prelucrat.

conectat la piesa supusă prelucrării, *8*. Acest tip de arzător este utilizat cu precădere la tăierea metalelor și la sudură cu încărcare, deoarece în cazul acesta piesei de prelucrat i se

transferă o parte mult mai mare din energia furnizată arzătorului, ca în cazul arcului netransferat.

1.3. Injecția gazului și confinarea arcului. Din punctul de vedere al modului de injecție

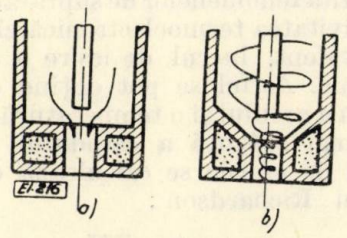


Fig. 2. Injectarea gazului plasmagen: *a* – axială; *b* – turbionară.

a gazului plasmagen, arzătoarele sînt de două tipuri [3], [5], [8], [9], [14]:

— cu injecție axială (fig. 2, *a*); în acest caz, curentul de gaz este injectat în lungul axei ajutajului;

— cu injecție turbionară (fig. 2, *b*); în acest caz, curentul de gaz alcătuiește un vîrtej în jurul axei ajutajului.

În ambele cazuri între jetul de plasmă și ajutaj se formează un strat de gaz rece, strat care protejează ajutajul față de jet și are și un efect de confinare a arcului.

Confinarea arcului este fenomenul cel mai important și cel mai delicat din arzător. El este acela care determină buna funcționare a aparatului. Prin confinare se obține ca plasma să nu vină în contact direct cu pereții ajutajului decît pe o porțiune limitată situată spre capătul liber al acestuia. În acest fel devine posibil ca ajutajul să reziste timp îndelungat jetului de plasmă fierbinte.

Două efecte fizice distincte duc la contractarea radială a arcului, făcînd ca el să nu umple ajutajul în toată secțiunea lui, ci să se limiteze, pe cea mai mare parte din lungimea lui, la o zonă din vecinătatea axei. Unul din aceste efecte este de natură electromagnetică și se datorește cîmpului electromagnetic propriu al arcului; este așa-numitul „pinch efect". În cazul care ne interesează, explicația trebuie căutată în comportarea purtătorilor de sarcină în plasma în mișcare. Fluxul de electroni, deplasîndu-se în același sens, dar mai repede decît jetul de plasmă și decît fluxul de ioni (aceștia au în medie viteza plasmei), reprezintă un curent electric care este, practic, egal cu cel din conductorii de alimentare ai plasmatronului. Rezultă că în ajutaj cîmpul magnetic este datorit cu precădere curentului electronic. Deoarece din motive de simetrie, distribuția densității fluxului de purtători de sarcină trebuie să fie axial simetrică, rezultă că în ajutaj liniile de cîmp magnetice vor fi cercuri concentrice cu axa ajutajului. Sub acțiunea acestui cîmp, electronii vor fi împinși spre axă.

Cel de-al doilea efect care contribuie la confinarea plasmei este datorit răcirii intensive a pereților ajutajului. Straturile de gaz din vecinătatea peretelui vor rămîne sensibil mai reci decît cele din apropierea axei. În consecință, conductibilitatea lor termică rămîne mică și, ceea ce e mult mai important, conductibilitatea lor electrică va deveni cu totul neglijabilă față de cea a gazului din vecinătatea axei. Acest fapt are ca urmare concentrarea descărcării electrice spre regiunile de conductibilitate electrică mare, deci spre centrul secțiunii ajutajului. Acest efect a fost numit „pinch efect" termoelectric [13] și este cu mult mai activ decît cel electromagnetic [19].

La aceste două fenomene se adaugă, în cazul injecției turbionare, un al treilea fenomen care contribuie și el la confinarea radială a arcului. În acest sistem de injecție se produce o rotire în masă a gazului în jurul axei descărcării, rotire care, prin centrifugare, tinde să mențină separat masele de gaz mai reci (de densitate mare) aruncate spre perete, de masele încălzite, de densități mici, dîn apropierea axei.

Prin confinare se obțin o mărire a densității de curent și, concomitent, o ridicare a temperaturii.

1.4. Gazul plasmagen. În principiu, orice gaz sau amestec de gaze care nu atacă sensibil electrozii poate fi utilizat drept gaz plasmagen [7], [8], [9], [13]. Trebuie însă să se aibă în vedere faptul că temperatura plasmei și entalpia ei depind în măsură însemnată de natura gazului. Astfel, cu gazele monoatomice se obțin temperaturi mai mari, însă cu gazele poliatomice se obțin entalpii mai mari datorită faptului că ele pot ceda nu numai energia consumată pentru ionizare (ca la gazele monoatomice), ci și cea consumată pentru disociere.

În figura 3 este reprezentată dependența entalpiei de temperatură la gazele utilizate

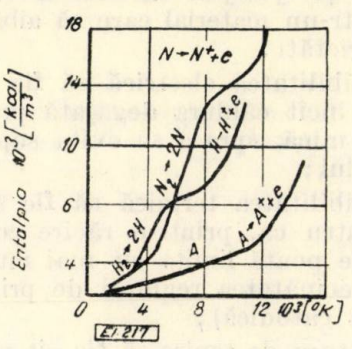


Fig. 3. Dependența entalpiei de temperatură la diferite gaze plasmagene.

în mod obișnuit în arzătoarele cu jet de plasmă, iar în tabela 2 sînt prezentate cîteva date caracteristice ale unor arzătoare funcționînd cu diferite gaze plasmagene. În aplicațiile în care materialul de prelucrat trebuie să se găsească

Tabela 2

Caracteristicile unor arzătoare cu jet de plasmă funcționînd cu diferite gaze plasmagene

Gazul plasmagen	Puterea arcului, kW	Tensiunea aplicată arcului, V (în paranteză este dat curentul prin arc)	Temperatura medie a jetului, °K	Randamentul caloric c*, %	Entalpia plasmei, kcal/kg
Ar	48	40 (1 200 A)	14 700	40	4 000
Ar/H (65/35)	61	87 (700 A)			
H_2	50	47 (1 060 A)	20 200	48	51 000
N_2	60	65 (920 A)	7 500	60	10 000
N_2/H_2 (90/10)	60	65 (120 A)			
H_2	62	120 (520 A)	5 400	80	76 500

* Prin randament caloric se înțelege raportul dintre energia disponibilă sub formă de căldură în jetul de plasmă și energia furnizată de sursa de curent.

într-o atmosferă cît mai inertă din punct de vedere chimic, se recomandă utilizarea argonului. Totuși, din cauza costului mare al argonului, în cele mai multe aplicații se preferă folosirea azotului la care, eventual, se adaugă 3 — 10% hidrogen. Azotul, fiind un gaz biatomic, mai prezintă avantajul că energia acumulată de unitatea de masă a gazului la trecerea prin arc este mai mare și de aceea transferul de energie către materialul cu care vine în contact este însoțit de o scădere mai mică de temperatură a gazului, ca în cazul unui gaz monoatomic.

1.5. Catodul și ajutajul. Catodul trebuie confecționat dintr-un material care să aibă următoarele proprietăți:

— conductibilitatea electrică să fie cît mai bună, astfel încît căldura degajată prin efect Joule să fie mică, spre a se evita supraîncălzirea catodului;

— conductibilitatea termică să fie suficient de bună pentru ca, printr-o răcire corespunzătoare, să se poată limita cît mai mult zona topită din vecinătatea regiunii de prindere a arcului (pata catodică);

— temperatura de topire să fie cît mai ridicată pentru a putea suporta încercările termice corespunzînd unor încărcări electrice mari;

— tensiunea de vapori, corespunzătoare temperaturii de topire, să fie cît mai mică (ceea ce este echivalent cu o temperatură de fierbere în condiții normale cît mai ridicată) pentru ca electrodul să nu se consume rapid prin evaporare;

— tensiunea superficială în stare topită să fie cît mai mare, deoarece s-a constatat că, în timpul funcționării plasmatronului, catodul este topit în vecinătatea petei catodice și nu-și menține forma și unitatea în curentul de gaz decît datorită fenomenelor de suprafață [20], [21];

— emisivitatea termoelectronică cît mai mare sau, echivalent, lucrul de ieșire a electronilor cît mai mic. Astfel se pot obține o amorsare mai ușoară a arcului și o temperatură de funcționare cît mai scăzută a catodului. Densitatea curentului de emisie se calculează cu ajutorul relației lui Richardson:

$$j = CT^2 e^{-W/kT},$$

C fiind un coeficient de material, iar W — lucrul de ieșire a electronilor.

Se vede că pentru a obține un curent electronic dat, temperatura catodului T va fi cu atît mai mică cu cît C este mai mare sau W mai mic [9]. Practic, influența lui W se face mai puternic simțită decît cea a lui C.

În tabela 3, după [22], sînt prezentate cîteva date caracteristice ale materialelor din care se fac uzual electrozii arzătoarelor cu jet de plasmă.

S-a dovedit că materialul cel mai potrivit pentru confecționarea catozilor plasmatroanelor de atelier este wolframul cu un conținut de 2% oxid de toriu. Prin aceasta se obțin o creștere simțitoare a emisivității catodului și, în plus, o liniștire a petei catodice.

Din punctul de vedere al trecerii gazului pe lîngă catod se recomandă să se realizeze un

Tabela 3

Unele proprietăți ale materialelor folosite ca electrozi în arzătoarele cu jet de plasmă

Materialul	Temperatura de topire, °K	Temperatura corespunzătoare unei tensiuni de vapori de 10^{-3} torr, °K	Constanta C, $A/cm^2 (°K)^2$	Potențial de ieșire, V	Rezistivitatea la 20°C, $\Omega mm^2/m$
Cupru	1 356	1 500	65	4,33	0,176
Carbon	3 773	2 680	30	4,34	40 — 60 grafit 6 — 12
Molibden	2 895	2 660	55	4,38	0,0475
Tantal	3 270	3 100	60,2	4,07	0,154
Wolfram	3 655	3 300	60,2	4,52	0,055
Toriu	2 118	2 704	70	3,55	—
Toriu pe wolfram	—	—	3	2,63	—
Oxid de bariu pe wolfram	—	—	0,18	1,34	—

regim laminar, cu viteze nu prea mari în vecinătatea punctului de prindere a arcului, astfel încît să se evite o funcționare electrică instabilă sau smulgerea unor porțiuni topite din catod.

Ajutajul are un dublu rol: a) din punct de vedere electric, el reprezintă anodul și, ca

atare, trebuie să aibă o conductibilitate electrică cît mai mare astfel încît să suporte densități de curent mari; b) din punct de vedere termodinamic, el trebuie să confineze arcul. Din punct de vedere constructiv, conductibilitatea termică s-a dovedit a fi calitatea care determină în mod esențial buna funcționare a ajutajului-anod. Executarea ajutajelor din metale greu fuzibile s-a dovedit nerațională, deoarece dificultățile de prelucrare nu sînt răscumpărate de o funcționare sensibil mai bună decît cea a ajutajelor din cupru [1]. Ajutajele din cupru răcite intensiv, direct sau indirect, de un curent de apă, au un timp de funcționare corectă de sute de ore, ceea ce, pentru practica de atelier sau de șantier, este foarte mulțumitor. Pentru a se evita concentrarea petei anodice trebuie folosite cuprul sau aliaje omogene. În plus, adoptarea stabilizării turbionare se opune și ea concentrării petei anodice, obligînd-o să se rotească pe peretele ajutajului.

Este de observat că fără precauții speciale un ajutaj din cupru se va distruge imediat la folosirea lui în polaritate inversă (ajutaj-catod), deoarece pentru formarea unei pete catodice cu emisie electronică suficientă pentru întreținerea arcului este necesară o temperatură superioară temperaturii de topire a cuprului [23].

2. Instalația pentru producerea jetului de plasmă

2.1. Schema unei instalații pentru producerea jetului de plasmă. Din descrierea modului în care este construit și lucrează un arzător cu jet de plasmă rezultă că pentru funcționarea lui sînt necesare o serie de dispozitive și sisteme auxiliare, care să asigure alimentarea lui cu energie electrică, gaz plasmagen și fluid de răcire.

În afară de aceasta, tensiunea de funcționare în gol a sursei de alimentare a arzătorului fiind prea mică pentru ca la aplicarea ei arcul să se amorseze spontan, este necesar și un dispozitiv auxiliar de amorsare (aprinderea arcului în arzător).

O instalație pentru producerea jetului de plasmă va trebui deci să fie alcătuită din următoarele sisteme [7]:

— arzătorul (plasmatronul) în care se produce jetul de plasmă;

— sursa de alimentare a arzătorului cu energie electrică, în curent continuu;

— sistemul de amorsare a descărcării în arc;

— sistemul de alimentare cu gaz plasmagen;

— sistemul de alimentare cu un fluid de răcire (de obicei apă) a catodului arzătorului, a ajutajului și, eventual, a materialului supus acțiunii jetului de plasmă;

— sistemul de control și reglaj al parametrilor gazului plasmagen (debitul și presiunea), fluidului de răcire (debitul și temperatura) și sursei de alimentare cu energie electrică;

— sistemul de protecție a plasmatronului în eventualitatea unor avarii.

Un exemplu de schemă de instalație cu jet de plasmă se poate vedea în figura 4. Elementele de întrerupere sensibile la debit, *2* și *3*,

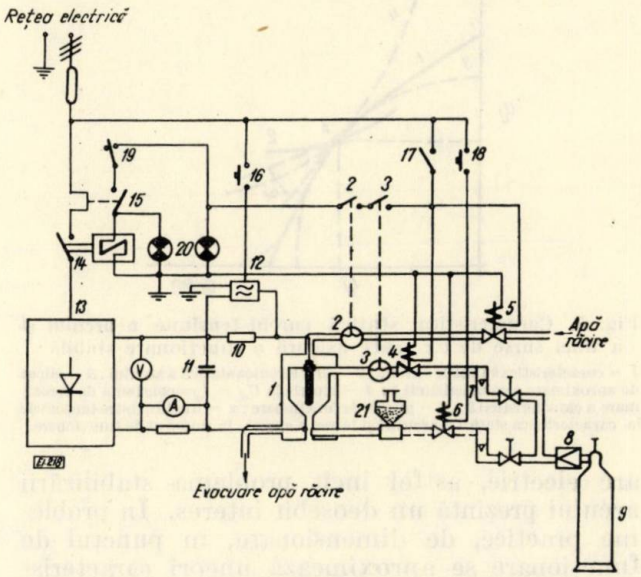


Fig. 4. Exemplu de schemă a unei instalații cu jet de plasmă: *1* — plasmatron; *2, 3* — întreruptoare sensibile la debit, pentru apă și gaz; *4,5, 6* — electrovalve; *7* — rotametre; *8* — reductoare presiune; *9* — butelie gaz; *10* — bobină blocaj; *11* — condensator; *12* — generator înaltă frecvență; *13* — grup alimentare în curent continuu; *14, 15* — contactoare; *16* — întreruptor N. D.; *17, 18* — întreruptoare basculante; *19, 20* — lămpi semnalizare; *21* — dispozitiv de alimentare cu pulbere.

protejează automat plasmatronul împotriva unei întreruperi accidentale a alimentării cu apă sau cu gaz. Întreruptoarele *17* și *19* sînt elementele de pornire a instalației, *16* este butonul declanșînd amorsarea arcului, iar *18* este elementul de comandă a alimentării cu pulbere. Se observă că atîta timp cît alimentarea cu apă și gaz nu este pornită (*17* deschis), plasmatronul nu poate fi pus sub tensiune (*19* nu are efect) fapt care dublează protecția elementelor *2* și *3*.

2.2. Sursa de alimentare cu energie electrică. Deși instalațiile de foarte mare putere folosesc uneori, din motive economice, o sursă de putere de curent alternativ care debitează energie electrică alături de una de curent continuu, iar alte instalații de mică putere folosesc înalta frecvență, cea mai mare parte a instalațiilor folosesc alimentarea arcului principal în curent continuu.

Arcul electric impune sursei de curent continuu cerințe speciale, reprezentînd un consumator cu caracteristică căzătoare curent-tensiune, de pantă negativă (fig. 5), tensiunea scăzînd cu creșterea curentului datorită dependenței conductibilității electrice a arcului de valoarea curentului care îl străbate.

Schimbările rapide și neprevăzute ale rezistenței arcului în timpul funcționării, în urma variației vitezei gazului, a presiunii etc., duc, datorită inerției extrem de reduse a arcului, la o instabilitate inerentă, tipică instalațiilor cu

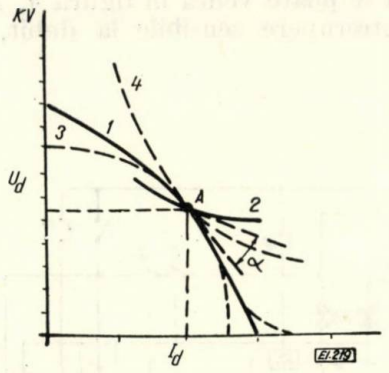


Fig. 5. Caracteristica statică curent-tensiune a arcului și a unei surse de c.c. care asigură o funcționare stabilă:
1 – caracteristica sursei de curent; *2* – caracteristica statică a arcului; *3* – elipsa de aproximare a caracteristicii *1*; *4* – hiperbola $U_d = I_d$ = constanta de aproximare a caracteristicii *2*; *A* – punct de funcționare; α – unghiul între tangentele la caracteristica statică a arcului și la cea a sursei, în punctul de funcționare.

arc electric, astfel încît problema stabilizării arcului prezintă un deosebit interes. În probleme practice, de dimensionare, în punctul de funcționare se aproximează uneori caracteristica statică curent-tensiune a arcului cu hiperbola UI = const., ceea ce revine la a considera constantă puterea furnizată arcului. O măsură a stabilizării este reprezentată de unghiul dintre caracteristica curent-tensiune a grupului de alimentare și cea a arcului, un unghi suficient de mare asigurînd o bună stabilitate a arcului [24]. În orice caz, în punctul de funcționare stabilă, panta caracteristicii sursei trebuie să fie mai mare, în valoare absolută, ca panta arcului.

Ca posibilități de stabilizare a arcului electric se pot cita:

— reglajul mecanic al distanței între electrozi la rezistență constantă a arcului; e folosit uneori la cuptoare cu arc în industria chimică, dar are dezavantajul de a fi foarte lent;

— asigurarea stabilității prin modificarea debitului vitezei sau presiunii gazului; și această metodă prezintă dezavantajul de a fi lentă;

— asigurarea stabilității prin alegerea unei forme convenabile a caracteristicii curent-tensiune a sursei.

Pentru alimentarea unui arc în curent continuu nu sînt convenabile sursele de energie electrică obișnuite, care sînt de tensiune constantă, fiind necesare surse cu caracteristică externă puternic căzătoare.

Înclinarea caracteristicii depinde de reactanțele circuitului, grupului redresor sau, respectiv, de reactanța rețelei, de reactanța de scăpări a primarului și secundarului transformatorului, respectiv de reactanțele unor bobine de șoc prevăzute în primar sau secundar.

Caracteristica dinamică a sursei se determină din valorile $\frac{du}{dt}$ și $\frac{di}{dt}$ date de oscilogramele înregistrate la stabilirea unui scurtcircuit instantaneu și la întreruperea bruscă a unui scurtcircuit. Raportul $\frac{du}{dt}\Big/\frac{di}{dt} = \frac{du}{di}$ dă înclinația caracteristicii dinamice. Această înclinație diferă de înclinația caracteristicii statice în punctul respectiv (i, u) și constituie o bază de apreciere a sursei. Se cere ca $\frac{du}{di}$ să fie cît mai mare pentru ca la un scurtcircuit curentul să nu devină prea mare, iar la o întrerupere, tensiunea să crească repede pînă la tensiunea de aprindere a arcului.

Din motive de economie sînt folosite pe scară largă grupele rotative în instalațiile cu jet de plasmă în curent continuu, deși sînt dezavantajoase din punct de vedere al caracteristicii electrice.

În ultimii ani sînt folosite din ce în ce mai intens grupuri statice de sudură, cu ventile semiconductoare cu siliciu sau germaniu. Aceste grupuri oferă o mare siguranță în funcționare, robustețe mare, necuprinzînd decît elemente statice, nu necesită întreținere sau verificări în exploatare, au o durată de viață mai mare, randament mai bun, pierderi mici la mers în gol, volum și greutate reduse. De asemenea, cu grupurile statice se obțin performanțe funcționale superioare, respectiv o varietate mare a caracteristicilor externe căzătoare curent-tensiune și a regimului dinamic de stabilire a curentului și o funcționare stabilă a arcului. Un agregat static modern [25], (fig. 6) se compune dintr-un transformator T, pentru a reduce tensiunea rețelei la valorile necesare arcului electric, un amplificator mag-

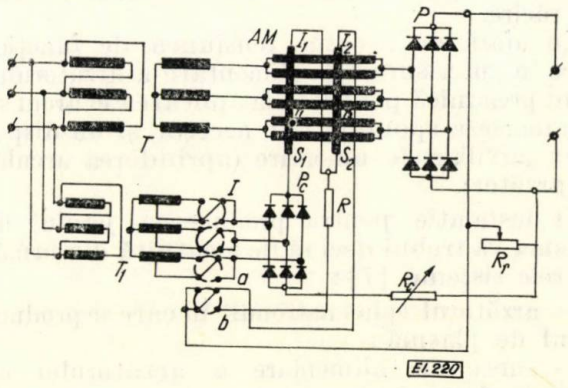


Fig. 6. Schema electrică de principiu a unui agregat de sudură modern [25].

netic trifazat AM și o punte redresoare P cu celule semiconductoare.

Prin variația curentului de comandă a amplificatorului magnetic cu ajutorul punții de redresare P_0 și a rezistenței de reglaj R_c se obțin diverse valori ale curentului principal

respectiv o familie de caracteristici externe curent-tensiune cu reglare continuă. Prin introducerea unei reacții negative de tensiune de la ieșirea agregatului se creează posibilitatea ca, prin varierea rezistenței de reacție R_r, să se modifice continuu regimul dinamic de

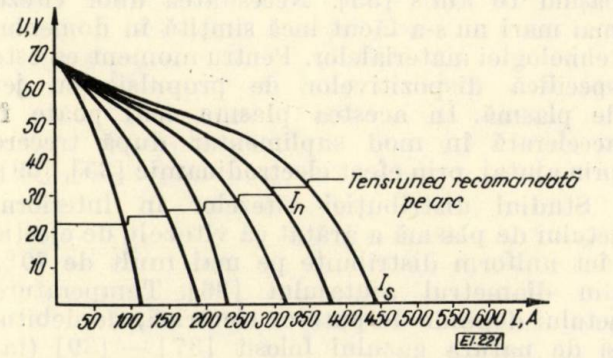


Fig. 7. Familia de caracteristici cu raportul $I_s/I_n=1{,}25$, la agregatul de sudură din figura 6.

restabilire a curentului, în caz de întrerupere a arcului electric [25]. Valoarea curentului principal poate fi reglată continuu, la agregatul din figura 6, între 50 și 350 A, iar înclinația caracteristicilor externe curent-tensiune poate fi stabilită, cu ajutorul comutatorului I, la 1,25 sau 1,5, înclinația caracteristicii externe fiind definită ca valoarea raportului dintre curentul de scurtcircuit și cel nominal.

În figura 7 se prezintă familia de caracteristici externe cu înclinația 1,25 ale agregatului din figura 6. Tensiunea de mers în gol a agregatelor statice este de 65 — 70 V, iar tensiunea nominală de lucru, de 20 — 35 V.

Generatoarele statice cu celule redresoare și amplificatoare magnetice se pretează foarte bine la funcționare ca surse de alimentare a arzătoarelor cu jet de plasmă, prezentînd atît caracteristici statice, cît și dinamice corespunzătoare. În mod obișnuit, o instalație de plasmă se alimentează cu două generatoare statice, care se leagă în serie, furnizînd în gol o tensiune de 130—140 V în cazul în care se lucrează cu azot sau cu un amestec azot-hidrogen, sau în paralel, furnizînd un curent intens, în cazul în care se lucrează cu argon cînd se folosesc tensiuni de lucru reduse.

2.3. Dispozitivul de amorsare a descărcării. Descărcarea în arc se poate amorsa în diferite feluri [29], [30]. O metodă simplă constă în atingerea electrozilor pentru un timp scurt și depărtarea lor rapidă. Curentul de scurtcircuit este în acest caz limitat de reactanțele circuitului. Acest mod de amorsare poate duce însă la deteriorarea electrozilor. Alte instalații cu plasmă realizează amorsarea prin pulverizarea termică a unui fir în spațiul activ dintre electrozii arzătorului. Această operație pretinde accesul direct din afară la locul în care se introduce firul metalic. În caz de întrerupere a arcului, reamorsarea sa necesită un timp relativ îndelungat. În unele instalații se prevede un electrod auxiliar menit să asigure o descărcare în înaltă frecvență. Ionizarea intensă a gazului în acest spațiu asigură condițiile fizice necesare amorsării arcului între electrozii principali. Deși acest sistem asigură condiții optime de amorsare a arcului, complicațiile constructive introduse de prevederea și izolarea unui al treilea electrod fac ca sistemul cel mai larg folosit să fie cel cu doi electrozi, descărcarea de amorsare în înaltă frecvență fiind produsă chiar între electrozii principali [7], [17]. În acet caz, generatorul de impuls este legat în paralel cu sursa de energie în curent continuu (fig. 8).

Se folosesc frecvențe înalte (150 kHz—30 MHz) la valori de vîrf ale tensiunii de peste 2 000 V. Pentru ca această tensiune să nu ducă la deteriorarea generatorului de curent continuu se prevede un sistem de blocare a înaltei frecvențe format dintr-o bobină de șoc și un condensator. Sistemul de aprindere în înaltă frecvență permite o automatizare a amorsării.

S-au propus dispozitive automate care să asigure amorsarea plasmatronului în toate cazurile în care s-ar întrerupe funcționarea lui [28]. Drept parametru de bază care semnalează funcționarea corespunzătoare a plasmatronului s-a ales intensitatea curentului continuu în circuitul principal. O scădere a acesteia sub o anumită limită declanșează operațiile de repunere în funcțiune.

Ca generator de înaltă frecvență poate fi folosit un generator de scîntei [31]. În cel din figura 9, *a*, condensatorul C se încarcă la tensiunea înaltă dată de transformatorul ridicător Tr_1, alimentat la 50 Hz. Cînd tensiunea la bornele condensatorului—și deci cea la bornele eclatorului E_1 atinge o valoare suficientă, se produce străpungerea, iar C se descarcă prin oscilații

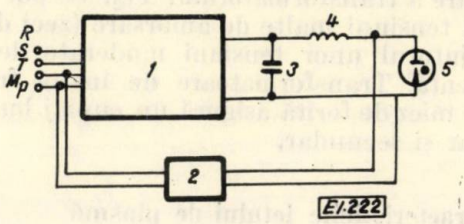


Fig. 8. Amorsarea plasmei folosind un generator de înaltă frecvență:
1 — generator c.c.; *2* — generator i.f.; *3* — condensator; *4* — bobină de șoc; *5* — arzător.

amortizate a căror frecvență este determinată de C și de valoarea inductanței transformatorului de înaltă frecvență Tr_2, sau a altor inductanțe prevăzute în primarul sau secundarul transformatorului Tr_2 pentru reglarea frecvenței circuitului oscilant.

Curentul de înaltă frecvență este împiedicat să circule prin secundarul transformatorului

Tr_1, de către bobina de șoc, L_b, iar curentul de joasă frecvență, în primarul și secundarul transformatorului Tr_1, este limitat de rezistențele R și r. Condensatorul C blochează trecerea curentului continuu al generatorului de sudură prin secundarul transformatorului Tr_2.

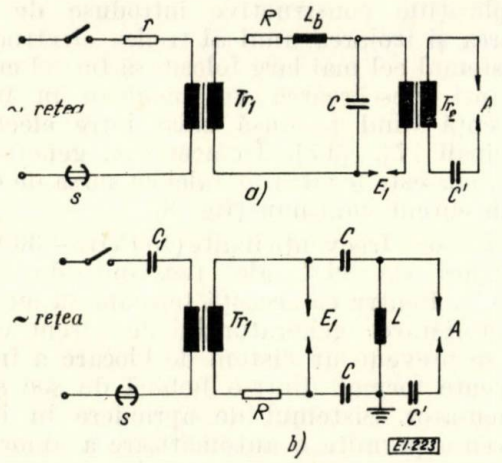


Fig. 9. Schemele de principiu ale unor generatoare de amorsare în înaltă frecvență a descărcării în arc:

Tr_1 – transformator ridicător tensiune; R, r – rezistențe de limitare; L_b – inductanță de blocare; C – condensator; Tr_2 – transformator de înaltă frecvență, cu aer sau miez de ferită; C_1 – condensator de blocare; E_1 – eclator; A – arzător; S – siguranță fuzibilă; C_1 – condensator de limitare; L – inductanța circuitului oscilant.

Deși generatorul de amorsare poate fi realizat și fără transformatorul Tr_2 (fig. 9, *b*), prevederea unui transformator de înaltă frecvență asigură avantaje certe, cum ar fi:

— separarea completă a circuitelor de înaltă și de joasă frecvență, ceea ce asigură condiții optime de protecție a operatorului;

— posibilitatea de a varia tensiunea de înaltă frecvență, independent de cea de joasă frecvență, prin modificarea raportului de transformare a transformatorului Tr_2. Se pot obține astfel tensiuni înalte de amorsare (zeci de kV), cu ajutorul unor tensiuni moderate de joasă frecvență. Transformatoare de înaltă frecvență cu miez de ferită asigură un cuplaj bun între primar și secundar.

3. Caracteristicile jetului de plasmă

La ieșirea din ajutaj, plasma se constituie într-un jet cu caracteristici depinzînd de construcția și de regimul de funcționare a plasmatronului. Prin construcție și prin reglarea debitului de gaz plasmagen, viteza de ejecție poate fi variată într-un domeniu larg de valori, depinzînd de procesul tehnologic căruia îi este destinat plasmatronul. La diametre mai mari ale ajutajului (6 — 10 mm) viteza de ejecție poate rămîne în jurul a o sută m/s [32], [17]. La diametre mici (2 — 3 mm) [33] sau foarte mici (0,05 — 1 mm) [2], [24] viteza de ejecție din ajutajul convergent poate depăși viteza sunetului, depinzînd în primul rînd de natura gazului folosit și de temperatura lui. Ea este în mod normal de 300 — 1 000 m/s, putînd însă ajunge pînă la 9 000 m/s [17]. În cazul unor ajutaje convergente-divergente s-au obținut viteze depășind 10 km/s [33]. Necesitatea unor viteze mai mari nu s-a făcut încă simțită în domeniul tehnologiei materialelor. Pentru moment ea este specifică dispozitivelor de propulsie cu jet de plasmă. În acestea plasma mai poate fi accelerată în mod suplimentar după trecere prin ajutaj, prin efect electrodinamic [35], [69].

Studiul distribuției vitezelor în interiorul jetului de plasmă a arătat că vitezele de ejecție sînt uniform distribuite pe mai mult de 70% din diametrul ajutajului [36]. Temperatura jetului depinde de puterea electrică, de debitul și de natura gazului folosit [37] — [39] (tabela 2).

Fluxul de energie transportat de jetul de plasmă depinde, evident, de viteza, de presiunea și de temperatura gazului. Se obțin în mod curent fluxuri de energie în unitatea de timp și pe unitatea de suprafață de 10^5 W/cm^2. Cu aparate deosebit de bine studiate în acest scop s-au atins valori de $1{,}9 \cdot 10^6$ W/cm^2 [40]. La ieșirea din ajutaj jetul de plasmă rămîne precis conturat pe lungimi de 50 —100 mm [32]. În lungul jetului, temperaturile scad ca urmare a disipării energiei sub formă de radiație electromagnetică (în domeniul vizibil și în ultraviolet) și, evident, datorită convecției în atmosferă înconjurătoare.

Dacă în calea jetului de plasmă se așază un obstacol, se va produce un transfer de energie de la jet către materialul obstacolului. Se constată că disocierea moleculară a gazului plasmagen favorizează foarte mult acest transfer. Astfel, de exemplu, un jet de plasmă de azot (gaz biatomic) a cărui temperatură nu depășește 10 000°C este de zeci de ori mai activ decît un jet echivalent de plasmă de argon (gaz monoatomic) cu o temperatură de peste 20 000°C. Introducînd în primul o piesă suficient de masivă din cupru, ea este instantaneu vaporizată, pe cînd aceeași piesă, introdusă în jetul de argon, nu este nici măcar topită superficial [14].

Hidrogenul este gazul care, prin excelență, poate înmagazina energii mari la temperaturi relativ joase, ca să le cedeze apoi cu mare eficacitate altor corpuri cu care vine în contact. Această proprietate, utilă din punct de vedere teoretic, ridică probleme constructive nerezolvate pînă azi, și anume erodarea termică, neeconomic de rapidă a ajutajelor. Pînă acum nu s-a reușit să se folosească hidrogen pur în plasmatroane, ci numai sub formă de adaos în argon sau azot, în proporție de 5—20% [32]

4. Aplicațiile instalațiilor cu jet de plasmă în electrotehnică

4.1. Trecerea în revistă a aplicațiilor instalațiilor cu jet de plasmă. Cu ajutorul jetului de plasmă se efectuează în mod curent următoarele categorii de operații [1] — [5], [8], [9], [12] — [18], [40], [52], [72]:

— tăierea unor metale;
— pulverizarea de materiale refractare;
— sudura prin încărcare;
— acoperiri prin pulverizare, cu sau fără aliere cu materialul suport;
— tratamente de suprafață.

În afară de aceste categorii de operații se efectuează experimentări cu privire la folosirea jetului de plasmă în metalurgie, la sinteza unor compuși chimici [76], la creșterea de monocristale din materiale greu fuzibile [53], [54], la obținerea de particule sferoidale [73]. Foarte promițătoare sînt experiențele de utilizare a jetului de plasmă pentru propulsie în spațiul cosmic [35].

În cele ce urmează nu ne vom ocupa însă decît de unele din numeroasele aplicații ale instalațiilor cu jet de plasmă, și anume de cele care prezintă interes special pentru industria electrotehnică.

4.2. Perspectivele utilizării instalațiilor cu jet de plasmă în electrotehnică. Ținînd seamă de faptul că instalațiile cu jet de plasmă au început să fie utilizate de foarte scurtă vreme în tehnică, în literatura de specialitate există încă relativ puține date cu privire la posibilitățile de folosire a jetului de plasmă în industria electrotehnică.

Astfel se menționează folosirea plasmatroanelor:

— la realizarea de depuneri de diferite straturi, ca de exemplu straturi electroizolante, rezistente la șocuri termice [57], de contacte electrice [67] etc.;
— la tăierea de tole [41];
— în electrotermie [4], [13], [57].

În continuare se vor arăta unele dintre aceste aplicații.

Aplicații ale depunerilor cu jet de plasmă în electrotehnică. Depunerea de straturi pe suprafața pieselor prin metoda pulverizării [8], [17], [67], [71], [74], [75] are, pe de o parte, scopul de a îmbunătăți unele proprietăți ale pieselor, și anume:

— durabilitatea;
— duritatea stratului superficial;
— rezistența la temperaturi înalte;
— rezistența la acțiunea mediului ambiant;

pe de altă parte, de a crea pe aceste piese straturi izolante din punct de vedere electric și termic.

Folosirea în acest scop a arzătoarelor actuale, bazate pe căldura degajată în cursul arderii unui gaz, este limitată, deoarece temperatura flăcării lor nu poate depăși o anumită valoare (tabela 1) datorită faptului că procesul de ardere, care se desfășoară cu formarea de CO_2 și H_2O, este însoțit de disocieri endoterme care limitează creșterea în continuare a temperaturii.

Procesul de depunere, bazat pe folosirea jetului de plasmă, oferă o serie de avantaje:

— datorită faptului că în gazul plasmagen nu este necesară prezența oxigenului, se evită oxidarea materialelor pulverizate și a suprafeței prelucrate;

— jetul de plasmă este mult mai „fierbinte" decît flacăra chimică (tabela 1), ceea ce permite topirea și pulverizarea, cu ajutorul ei, a tuturor substanțelor refractare cunoscute;

— datorită vitezei mari a gazului în jet, particulele antrenate capătă energie cinetică mare, ceea ce face ca acoperirile realizate să fie dense și omogene; totodată, productivitatea procesului de depunere este mult mărită;

— procedeul are aplicabilitate generală, fiind singurul care poate fi folosit pentru realizarea acoperirilor atît cu metale și materiale ceramice, cît și cu materiale plastice;

— asigură posibilitatea de a depune acopetiri alcătuite din mai multe straturi diferite, permite amestecarea materialelor de depus sau modificarea regimului de depunere, ceea ce duce la realizarea unor acoperiri cu densitate sau compoziție chimică variabilă;

— nu prezintă limitări în ceea ce privește forma sau dimensiunea pieselor prelucrate.

Cu ajutorul plasmatroanelor se pot depune pe diverse suprafețe, straturi de diferite grosimi [55] — [58]. Procesul de depunere a unui strat dintr-un anumit material se desfășoară în felul următor [55], [56], [59]. Materialul, de obicei, sub formă de pulbere, iar mai rar sub formă de sîrmă sau baghetă, se introduce în jet, unde este încălzit la temperatură înaltă. În cazul introducerii materialului care urmează a fi depus, sub formă de sîrmă sau baghetă, are loc în jet pulverizarea lui, iar în cazul cînd în jet este introdusă o pulbere, particulele sînt aduse în stare lichidă (cel puțin la suprafața lor) sau plastică [60], [61]. Fiind antrenate în jetul de plasmă, ele capătă viteze mari. Lovindu-se de suprafața pe care urmează a se depune stratul, particula cedează energia ei cinetică, care se transformă în căldură, se obține o încălzire suplimentară a particulei și a locului de impact de pe suprafața de lucru, ceea ce duce la formarea unei legături strînse a particulelor între ele, precum și cu suprafața de acoperit.

După depunere, straturile sînt adeseori supuse unui tratament termic adecvat, care duce la îmbunătățirea proprietăților lor.

În arzător, sîrma sau bagheta se introduce prin catod (în axa căruia este practicat un canal), iar pulberea printr-o deschidere la cîțiva milimetri de extremitatea ajutajului (fig. 10) [55], [62], [63], [66]. Pentru antrenarea pulberii se poate folosi un gaz identic sau diferit de gazul plasmagen. Un arzător adaptat pentru depuneri de straturi prin pulverizare poartă numele de pistol de pulverizare cu plasmă.

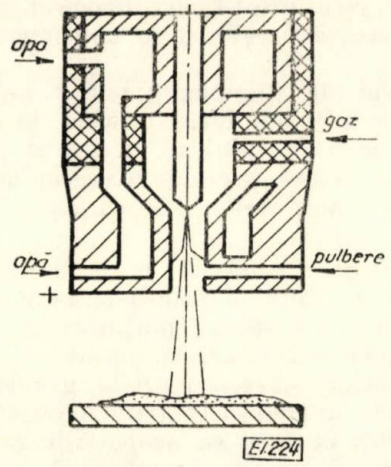


Fig. 10. Schemă de arzător cu plasmă pentru acoperiri.

lui, natura gazului plasmagen, geometria arzătorului, modul și viteza de introducere a pulberii în jet etc.);

— tratamentul după efectuarea depunerii.

Pentru realizarea unor depuneri cu calități superioare este esențială alegerea corectă a dimensiunii particulelor materialului ce urmează a fi depus [65]. Particulele de dimensiuni prea mici se pot supraîncălzi, prezintă tendința de aglomerare și pot duce la uzura rapidă a ajutajului, iar particulele de dimensiuni prea mari nu reușesc să se topească în jet, ceea ce duce la înrăutățirea omogenității și aderenței stratului.

În tabela 4 [17], [65] sînt date unele proprietăți fizice ale cîtorva materiale utilizate în mod curent pentru realizarea de acoperiri cu ajutorul jeturilor de plasmă. În ultima coloană este dat diametrul maxim al particulelor, astfel încît în centrul particulei să se obțină o temperatură egală cu 0,9 T_{top} (T_{top} = temperatura de topire) la introducerea lor în jetul de plasmă. Calculul acestui diametru s-a făcut admițînd că timpul de rămînere în jet al particulei este de 100 μs.

Parametrul caracteristic de bază al jetului, de care depinde eficacitatea depunerii (adică cantitatea de material depus raportată la cantitatea totală de material introdus în jet) este entalpia gazului în jet, deoarece entalpia determină cantitatea de căldură transmisă de la gaz la particulele introduse în el. În figura 11 sînt date, spre exemplificare, eficacitățile de depunere pentru cîteva materiale în funcție de entalpia gazului, într-o plasmă de argon.

Tabela 4

Proprietăți fizice ale unor materiale utilizate pentru acoperiri

Materialul	Masa moleculară	Punctul de topire, °C	Densitatea, g/cm³	Căldura specifică, cal/g°C	Conductibilitate termică, cal/cm s°C	Coeficientul de dilatare, 1/°C	Căldura de topire, cal/g	Difuzivitatea, cm²/s	Diametrul maxim, μm
ZrO_2	123	2 690	6,27	0,16	0,005	8,7	—	0,005	26
UO_2	270	2 880	10,96	0,075	0,02	10	68	0,025	58
TiC	60	3 250	4,93	0,201	0,04	7,5	—	0,04	72
TaC	193	3 900	14,65	0,038	0,053	8,2	—	0,09	110
ZrC	103	3 530	6,73	0,13	0,05	0,7	—	0,05	82
TiN	62	2 950	5,43	0,19	0,07	—	322	0,07	96
B_4C	56	2 450	2,52	0,443	0,085	4,5	—	0,06	90
Oțel	56	1 500	7,84	0,13	0,08	12	65	0,08	104
W	184	3 380	19,3	0,033	0,4	4,5	61	0,63	280
Al_2O_3	101	2 030	4	0,28	0,006	8	—	—	—

Pentru a obține informații asupra calității stratului se măsoară o serie de caracteristici fizice ale acestuia, ca aderența, duritatea, densitatea, microstructura, parametrii cristalini, rigiditatea electrică etc. [64] — [66]. Pentru un suport dat, proprietățile stratului depind de natura materialului depus și de condițiile în care s-a făcut depunerea, și anume:

— condiții legate de starea suportului (modul de prelucrare prealabilă a suprafeței, temperatura în timpul depunerii);

— condiții de funcționare a plasmatronului (putere furnizată, temperatura și viteza jetu-

Eficacitatea depunerii mai este influențată și de alți factori, ca distanța de la ajutaj pînă la suprafața pe care se face depunerea, debitul pulberii, debitul de gaz plasmagen, modul de injecție al pulberii în jet etc.

Ținînd seamă de avantajele pe care le oferă procedeul de depunere cu ajutorul jetului de plasmă, el începe să fie utilizat pe scară din ce

în ce mai largă. În continuare se arată unele aplicații ale acestui procedeu în industria electrotehnică.

a. Realizarea de elemente de încălzire [57]. Deoarece permite confecționarea unor piese

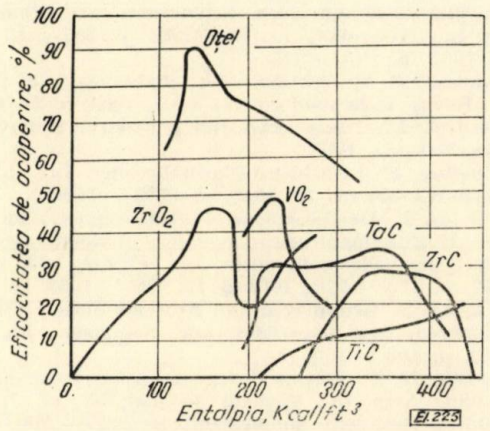


Fig. 11. Dependența eficacității de acoperire de entalpia plasmei de argon. Distanța arzător piesă 85 mm. Viteza de deplasare a arzătorului 900 — 1 800 mm/min.

de ceramică sau metale refractare de forme complexe, depunerea cu jet de plasmă, oferă o soluție simplă pentru realizarea structurilor elementelor de încălzire a tuburilor electronice și este foarte indicată chiar pentru realizarea rezistențelor de încălzire, conductibilitatea electrică putînd fi ușor controlată prin ajustarea proporțiilor materialelor care se depun. Au fost obținute încălzitoare cermet acoperite, folosind pulberi de wolfram și alumină, oxid de beriliu acoperit cu wolfram și de alumină acoperită cu wolfram. Rezistența cermeturilor cu depuneri de pulberi mixte depinde de distribuția întîmplătoare a metalului conductor în ceramică. Un control precis poate fi realizat prin folosirea unor pulberi refractare, la care fiecare particulă este acoperită cu metal, grosimea păturii metalice a particulelor individuale determinînd rezistența electrică a stratului. În prezent se fabrică elemente de încălzire din oxid de beriliu acoperit cu wolfram, care lucrează la temperaturi de 1050°C și care au fost utilizate peste 7 000 ore fără a prezenta o schimbare sensibilă a caracteristicilor. Depunerea cu jet de plasmă s-a aplicat, de asemenea, la producerea unor elemente încălzitoare, cu contact intim cu elementul de încălzit. S-au realizat astfel structuri integrale încălzitor-catod pentru tuburi electronice. Pe benzi de molibden s-a depus pe o parte wolfram poros, jucînd rol de catod, iar pe partea cealaltă wolfram și alumină alcătuind încălzitorul cermet. Substratul de molibden asigură contactul electric între cele două elemente. S-a obținut astfel o structură foarte mică ce combină funcțiile de încălzire și de emisie dintr-un tub electronic.

b. Realizarea de acoperiri electroizolante [67], [68]. Bobinele de inducție pentru tratamente termice se acoperă cu un strat electroizolant, rezistent la temperatură, din alumină, pentru a evita producerea de arcuri electrice. În același scop, astfel de acoperiri se folosesc la protejarea capetelor de ardere pentru sudarea în argon.

c. Acoperiri pentru realizarea de contacte electrice sau pentru realizarea unor pături bune conducătoare de electricitate [57], [67]. Pe periile de carbon, cu ajutorul jetului de plasmă, se depune un strat de cupru pentru a obține o conexiune electrică de conductibilitate mare. Pe acest strat relativ gros se poate apoi lipi direct cablul.

La realizarea contactelor rezistențelor electrice, jetul de plasmă poate fi folosit la depunerea de cupru direct pe suprafața relativ poroasă a ceramicii neglazurate.

Pentru metalizarea hîrtiei la condensatoare se poate folosi depunerea cu jet de plasmă a unor metale cu punct de topire scăzut, ca, de exemplu, aluminiul și zincul.

d. Formarea unei înfășurări din aliaje supraconductoare [57]. Formarea unor aliaje supraconductoare pentru înfășurări se realizează în mod obișnuit prin amestecarea pulberilor și sinterizare în cuptor. Experiențe recente au dus la realizarea aliajelor de niobiu și staniu supraconductoare, prin pulverizare cu jet de plasmă, fără sinterizare prealabilă. Astfel se pot obține relativ ușor bobinaje de forme complexe, necesare realizării de diferite cîmpuri magnetice.

e. Acoperiri cu materiale plastice. În afara acoperirilor cu materiale refractare, jetul de plasmă își dovedește superioritatea și în tehnologia depunerilor de straturi din materiale organice, cum ar fi: rășini epoxidice, nylon, polietilenă, penton, poliesteri etc. Anumite firme [70] fabrică în mod curent plasmatroane cu care se pot depune materiale plastice în straturi variind de la 0,125 mm pînă la 8,5 mm grosime, cu o toleranță de 0,025 mm grosime, nu numai pe suprafețe plane, ci și pe suprafețe cilindrice exterioare sau interioare. Rezultate deosebit de bune s-au înregistrat folosind acest procedeu în domeniul protecției împotriva coroziunii și în cel al izolatoarelor electrice în straturi subțiri. Rigiditatea dielectrică a straturilor depuse a fost de ordinul a 800 000 V/cm [70].

Tăierea de tole de transformator [41]. S-au realizat tăieri ale unor tole individuale de 0,35 mm, cu viteze pînă la 12,5 m/min, cum și ale unor pachete de 60 tole. Calitatea tăieturii este excelentă fiind comparabilă cu cea realizată mecanic. Capul de tăiere este condus automat, ceea ce deschide perspectiva realizării tăierii rapide a unor forme complicate de tole, fără a fi necesare matrițe, a căror realizare ia un timp îndelungat.

Folosirea jetului de plasmă în electrotermie [4], [13], [27]. Jetul de plasmă este folosit și la realizarea de temperaturi ridicate în incinte închise, în care se pot efectua topiri și sinterizări de materiale refractare și alieri de metale cu punct de fuziune ridicat. În aceste incinte poate fi asigurate, după necesități, o atmosferă inertă, una oxidantă sau una reducătoare. Temperaturile înalte din plasmatroane oferă posibilitatea obținerii de materiale noi, cu proprietăți noi.

Jetul de plasmă fierbinte mai poate servi și la creșterea de monocristale de oxizi și carburi, care oferă perspective interesante de utilizare în domeniul electronicii.

Acoperiri refractare, realizate cu ajutorul jetului de plasmă, sînt folosite la confecționarea de elemente de încălzire [55], [57], [58]. Astfel se pot realiza cuptoare electrice cu vid sau cu gaze inerte folosind elemente de încălzire din grafit acoperit cu un strat protector; în aceste cuptoare se pot efectua diferite tratamente termice la temperaturi înalte, fără a exista pericolul impurificării cu carbon a materialelor supuse tratamentului.

În concluzie trebuie arătat că posibilitățile arzătorului cu jet de plasmă, care constituie un dispozitiv folosit de puțină vreme în tehnică, sînt departe de a fi complet explorate. Faptul că, în ultimul timp, aplicațiile jetului de plasmă s-au dezvoltat în diverse domenii, ne permite să afirmăm că limitele acestui procedeu tehnologic nu sînt încă cunoscute. În anii următori este de așteptat o lărgire considerabilă a folosirii jetului de plasmă, atît pentru simplificarea unor operații care se execută în prezent prin alte mijloace, cît și în aplicații în care calitățile sale îl fac de neînlocuit.

Bibliografie

[1] *Gerhold, E. A.* Hard Facing with Plasma Spray Guns. În: British Welding Journal, **7**, nr. 5, 1960, p. 327 — 330.

[2] *Ardenne, M. V., Pochert, R.* și *Roggenbuck, W.* Der Lichtbogen Plasmabrenner und seine Anwendung. In: Die Technik **17**, nr. 6, 1962, p. 420 — 425.

[3] *Berinde, V.* Prelucrarea metalelor cu jet de plasmă. București, I.D.T., 1965.

[4] *Breh, K.* Das thermische Plasma und seine technische Anwendungen. În: Maschinenmarkt, **68**, nr. 33, 1962, p. 109 — 112; nr. 40, 1962, p. 21 — 25; nr. 42, 1962, p. 21 — 28.

[5] *Castello Jones, C. E.* și *Griffith, H.* Industrial Uses of the Plasma Arc. În: British Welding Journal, **10**, nr. 11, 1963, p. 546 — 551.

[6] *Gage, R. N.* The Principles of the Modern Arc Torch. In: Welding Journal **38**, nr. 10, 1959, p. 959 — 962.

[7] *Hantzsche, H.* Eine gasstabilisierte Plasmapritzpistole. În: Schweisstechnik **13**, nr. 9, 1963, p. 388 — 392.

[8] *Krutianskii, M. M., Nikulin, A. A.* și *Moldaver, B.A.* Primenenie plasmennogo nagreva. Moscova, Energhia, 1964.

[9] *Matting, A.* și *Delventhal, B.* Der Plasmastrahl und seine Anwendungsmöglichkeiten. În: Schweisstechnik **18**, nr. 4, 1964, p. 49 — 57.

[10] *Reed, B. Th.* Induction Coupled Plasma Torch. In: Journal of Applied Physics **32**, nr. 5, 1961, p. 812—824.

[11] *Saşcov, G. A., Iasco, N. O., Sergheev, L. B.* și *Jurevici, B. F.* Elektrodugovîe podogrevateli dlia polucenia vîsokotemperaturnîh strui. In: Injenerno-Fiziceskii Jurnal, **5**, nr. 1, 1962, p. 115 — 129.

[12] *** Obrabotka materialov dugovoi plazmennoi struei. Spravocinik posvarke, pod redakției Sokolova, v. **II**, Moscova, Mașghiz, 1961, p. 616 — 627.

[13] *Steffens, H. D.* Das thermische Plasma und seine Anwendung beim Schneiden, Schweissen und Metallspritzen. În: Technika, nr. 13, 1963, p. 867 — 871; nr. 13, 1963, p. 943 — 945.

[14] *Sunnen, J.* Applications des chalumeaux à plasma. In: Revue de la soudure, **21**, nr. 1, 1965, p. 5—14.

[15] *Vasiliev, K.* Gazoelectriceskaia rezka metallov. Moscova, Mașghiz, 1963.

[16] *Wendler, F.* Lichtbogen-Plasmabrenner. În: Siemens Zeitschrift **39**, nr. 10, 1965, p. 1189 — 1190.

[17] *Wendler, F.* Der Lichtbogen-Plasmabrenner, eine neuartige Hochtemperaturwärmequelle; Anwendungen des Lichtbogen Plasmabrenners. În: ETZ-A, **83**, nr. 23, 1962, p. 173 — 176; ETZ-B **15**, nr. 1, 1963, p. 6 — 9.

[18] *Witting, E.* Grundlagen und Anwendungen der Plasma Verfahren. În: Schweissen und Schneiden **14**, nr. 5, 1962, p. 193 — 200.

[19] *Ludwig, H. C.* Plasma Energy Transfer in Gas-Shielded Welding Arcs. În: Welding Journal, **38**, nr. 7, 1959; Welding Research Supplement, p. 2968 — 3008.

[20] *Amson, J. C.* Drop detachment; Effect of ambient gas pressue. In: British Welding Journal, **9**, nr. 4, 1962, p. 232 — 249.

[21] *Amson, J. C.* Lorentz force in the molten type of an arc electrode. In: British Journal of Applied Physics **16**, 1965, p. 1169 — 1179.

[22] *Tănăsescu, T.* Manual de tuburi și circuite electrice. București, Editura Academiei, 1955.

[23] *Gubenko, V. A.* și *Bagrianskii, K. V.* Dvoinoe dugoobrazovanie pri gazoelectriceskoi rezke. În: Svarocinoe proizvodstvo, nr. 3 (339), 1965, p. 25 — 26.

[24] *Klinger, S.* Stromrichter für Lichtbogenanlagen in Physik und Forschung. In: BBC Nach., nr. **46** aug. 1966, p. 407 — 416.

[25] *Finețescu, D., Lapedatu, E., Dan, I.* și *Șerbănescu, B.* Agregat de sudură static, în curent continuu, cu ventile cu siliciu. Lucrare prezentată la cea de-a 4-a sesiune de comunicări I.C.P.E., vol. **I**, București, 1964, p. 132 — 149.

[26] Procédés de projection et de découpage Plasmarcos. Bulletin Arcos, Bruxelles, 1964.

[27] *Bihovski, D. G.* Gazoelectriceskaia rezka metallov v sudostroenii. Leningrad, Sudostroenie, 1964.

[28] *Becherescu, D., Policec, A.* și *Minges, R.* Dispozitiv pentru amorsarea generatorului de plasmă. În: Buletinul științific și tehnic al I. P. Timișoara, volum special, **9** (23), 1964 p. 29 — 34.

[29] *Büttner, G.* și *Goepel, B.* Neues, Zündverfahren für Plasmabrenner. În: Schweisstechnik **14**, nr. 11, 1964, p. 519.

[30] *Vas, A.* și *Popovici, D.* Beiträge zum Studium des Plasma-Wig Brennschneidens. In: Die Arbeiten der V-ten Konferenz für Schweisstechnik und Metallprüfung, Timișoara, septembrie 1965.

[31] *Vazaca, Gr.* Încălzirea prin inducție. București, Editura Academiei, 1960.

[32] *Meyer, H.* Ein Plasmabrenner für Laborgebrauch In: Elektrowärme **20** nr. 5, 1962, p. 230 — 260.

[33] *Peters, Th.* Plasmastrahler mit Uberschallgeschwingkeit. În: Die Naturwissenschaften **41**, nr. 24, 1954, p. 571 — 572.

[34] *Ardenne, M., Hasse, L., Pochert, R., Roggenbuck, W., Wachtel, H.* și *Wiese P.* Weitere Arbeiten zur Hochzühtung und zum Einsatz des Plasmabrenners. In: Die Technik, **18**, nr. 10, 1963, p. 645 — 651.

[35] *Au, G.* Elektrische Raumfahrt-Antriebe. In: Elektrowärme **20**, nr. 5, 1962, p. 222.

[36] *Metge, N.* Mésure directe des vitesses d'éjection dans un propulseur à plasma. In: Entropie, nr. 6, 1965, p. 17 — 32.

[37] *Olsen, H. N.* Thermal and electrical properties of an Argon plasma. În: Physics of Fluids **2**, nr. 6, 1959, p. 614 — 623.
[38] *Stokes, C. S., Knipe, W.* și *Strang, L. A.* Heat Transfer Rates of an Argon Plasma Jet. În: Journal of the Electrochemical Society, **197**, nr. 1, 1960, p. 35 — 38.
[39] *Vainboim, D. I.* și *Goldfarb, W. M.* Temperatura, elektronnaia konțentrația i elektroprovodbostistolba sjatoi dughi. În: Svarocinoe proizvodstvo, nr. 5, 1966, p. 1—3.
[40] *Ardenne, M., Pochert, R., Roggenbuck, S., Wachtel, H.* și *Wiese, P.* Der Plasmafeinstrahlbrenner, ein neuer Brennertyp für wirtschaftliches Schmelzschneiden. In: Schweisstehnik **14**, nr. 10, 1964, p. 441 — 447.
[41] *Ardenne, M., Hasse, L., Pochert R., Roggenbuch, W., Wachtel, H.* și *Weise, P.* Praktische Ergebnisse beim Schmelzschneiden mit der 100 kWh. Plasmaschmel schneidenlage PA 100. In: Schweisstehnik **14**, nr. 11, 1964, p. 481 — 485.
[42] *Bihovskii, D. G.* și *Bogorodskii, Iu. A.* Gazoelektriceskaia rezka metallov bolșoi tolșcini. În: Svarocinoie proizvodstvo, nr. 5, 1961, p. 16 — 18.
[43] *Browning, A. J.* și *Klasson, A. G.* Plasma Torch Cutting. In: Mechanical Engineering **83**, nr. 8, 1961, p. 43 — 46.
[44] *Cooper, G., Palermo, J.* și *Browning, J. A.* Recent Developments in Plasma Welding. In: Welding Journal **44**, nr. 4, 1965, p. 268 — 276.
[45] *Courcier, F.* La fabrication de pièces par projection au chalumeaux à plasma. In: Industrie Céramique, nr.581, 1966, p. 23 — 25.
[46] *Dolgopolov, N. H., Fridman, V. I.* și *Karagod, A. I.* Nekotorîe vozmojnosti ispolzovania nizkotemperaturnoi plazmî. In: Steklo i Keramika **23**, nr. 7, 1966, p. 16 — 18.
[47] * * * Les appareils à plasma, leurs applications industrielles. In: La pratique des industries mécaniques **66**, nr. 6, 1963, p. 161 — 162.
[48] *Levin, M. L.* Plasma Cutting and Gouging. In: British Welding journal **11**, nr. 5, 1964, p. 213 — 221.
[49] * * * New Arc Welding Process Joins thin Metal Foils. In: Materials Engineering **63**, nr. 6, 1966, p. 20 — 23.
[50] *O'Brien, D. R.* și *Wickram, R. J.* New Developments in Plasma Arc Cutting. În: Welding Journal **42**, nr.2, 1963, p. 107 — 111.
[51] * * * Neue Schweiss, Schneid-und Spritzverfahren. In: Die Maschine **16**, nr. 8, 1962, p. 18.
[52] *Wendler, F.* Lichtbogen Plasmabrenner in der Oberflächtentechnik. În: Jahrbuch der Oberflächentechnik **20**, 1964, p. 233 — 242.
[53] *Reed, Th. B.* Growth of Refractory Crystals Using the Induction Plasma Torch. In: Journal of Applied Physics **32**, nr. 12, 1961, p. 2534 — 2535.
[54] *Medvedov, S. A., Kuslov, E. F.* și *Arseniev, P. A.* Primenenie plazmî visociastotnogo razriada dlia virașcivania monokristalov. În: Priborî i Tehnika Experimenta **10**, nr. 6, 1963, p. 186 — 188.
[55] * * * Plasma flame spray process. Bulletin 142-E, Metco Westbury, 1965.
[56] *Singleton, R. H., Bolin, E. L.* și *Care, F. W.* Tungsten Fabrication by Arc Spraying. In: Journal of Metals **13**, nr. 7, 1961, p. 483 — 486.
[57] *Brandes, R. G.* Plasma Deposition. In: Electroplating and Metal Finishing **19**, nr. 7, 1966, p. 258 — 260.
[58] * * * Jarostoikie Pokrîtia, Trudî seminara po jarostoikim pokrîtiam. Leningrad, 1964.
[59] *Frodl, P.* Das Metallspritzen mit der Plasmaflamme und Eigenschaften plasmagespritzer Werkstoffe. In: Schweissen und Schneiden **14**, nr. 1, 1962, p. 38 — 49.
[60] *Mayer, H.* Das Verhalten von Pulvern im Plasmastrahl. In: Berichte der Deutschen keramischen Gesellschaft **39**, nr. 2, 1962, p. 115 — 124.
[61] *Petrov, A. B.* și *Morinov, A. I.* K voprosu formirovaniia strui napiliaiennogo materiala pri nanesenii pocritii s pomoșciu sjatoi dughi. In: Svarocinoie proizvodstvo, nr. 9 (345), 1965, p. 5 — 7.
[62] *Rother, W.* și *Hantzsche, H.* Über einen Plasmabrenner zum Aufspritzen hochschmelzender Substanzen. In: Wissenschafftliche Zeitschrift der Hochschule für Elektrotehnik, Ilmenau, nr. 41, 1963, p. 571 — 574.
[63] *Vesely, V.* Wasserstabilisierter Plasmabrenner und seine Anwendung beim Plasmaspritzen. In: Schweisstehnik **13**, nr. 9, 1963, p. 393 — 395.
[64] *Levinstein, M. A., Eisenlohr,* și *Kramer, B.* E. Properties of Plasma Sprayed Materials. In: Welding **40**, nr. 1, 1961, p. 8 a — 13 a.
[65] *Mash, D. R., Weare, N. E.* și *Walker, D. L.* Process Variables in Plasma Jet Spraying. In: Journal of Metals **13**, nr. 7, 1962, p. 473 — 478.
[66] *Mosby, H. V.* Plasma-Jet Coating Ultra High-Temperature Application for Rocket Motors. In: Aircraft Production **23**, nr. 6, 1961, p. 206 — 208.
[67] * * * Metco Research-Development Powders for Flame-Spraying. Bulletin IOG 3/M 5 — 64, Metco, Westbury, 1964.
[68] *Sternkopf, F.* și *Iudke, G.* Oxydkeramische Überzüge und ihre Einsatzmöglichkeiten. In: Schweisstechnik **13**, nr. 9, 1963, p. 426 — 429.
[69] * * * Plasmadyne Giannini Scientific Corporation, Santa Ana Division, Bulletin, 1002, Santa Ana, 1965.
[70] * * * Plasmadyne Giannini Scientific Corporation, Santa Ana Division, Bulletin 1106 Santa Ana, 1965.
[71] *Büttner, G.* Zur Verfahrenstechnik beim Plasmaspritzen und einige Eigenschaften plasmagespritzer Schichten. In: Schweisstehnik **15**, nr. 4, 1965, p. 171 —176.
[72] *Bock, F.* Einsatzmöglikeiten von Plasmabrennern mit geschlossenem Lichtbogen und ihre Konstruktion. In: Forschung auf dem Gebiete des Ingenieurwesen **32**, nr. 3, 1966, p. 69 — 74.
[73] *Bildstein, H.* Rundschmelzen mir dem Plasmabrenner. In: Chemie Ingenieur Technik **38**, nr. 1, 1966, p. 19 — 25.
[74] *Fenner, E.* și *Ferckel, S.* Das Flammspritzen pulverförmiger keramischer werkstoffe. In: Keramische Zeitschrift **18**, nr. 7, 1966, p. 1 — 5.
[75] *Matting A.* și *Delventhal, B.* Plasmaspritzen und die Herstellbarkeit wärmedämmender Schutzschichten auf Stahl. In: Metalloberfläche **20**, nr. 10, 1966, p. 424 — 434.
[76] * * * Cinetica și termodinamica reacțiilor chimice în plasma de temperatură joasă. (Kinetika i termodinamika himiceskîh reakții v nizkotemperaturnoi plasme). Sub redacția prof. L. S. Polak. Moscova, Editura Nauka, 1965.

Intrat în redacție la 20 III. 1967

RECENZII

CZ 531/534+620.1(021)

M. SARIAN. **Mecanica şi rezistenţa materialelor.** Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1965.

Dezvoltarea recentă a electrotehnicii în domeniul generatoarelor M.H.D., dezvoltarea electrotehnicii microscopice, probleme de accelerare de particule etc., cer, pe lîngă cunoştinţele de strictă specialitate, şi cunoştinţe mai întinse de mecanică. Fără a minimaliza rolul mecanicii clasice, în special al dinamicii, în electrotehnica de pînă mai acum 15 — 20 ani, în momentul de faţă o reîmprospătare a acestor cunoştinţe este în orice caz mai necesară ca înainte.

În aceste condiţii, apariţia, la sfîrşitul anului 1965, a ediţiei a III-a a manualului de mecanică a profesorului ing. M. Sarian este foarte potrivită şi binevenită.

Modul ştiinţific şi dialectic în care autorul prezintă noţiunile de bază face ca manualul să fie deosebit de necesar nu numai studenţilor, ci şi inginerilor practicieni.

În acest sens, toate noţiunile sînt prezentate logic şi nu ex abrupto, ca, de exemplu : forţa (p. 17 — 18), tipul vectorial al forţei (p. 78 — 79), cuplul (p. 92 — 93), teorema momentelor statice (p. 127), principiul forţelor de legătură (p. 153).

De la început se pune problema formei celei mai simple de mişcare (mişcare mecanică a materiei) în cadrul naturii, legată indisolubil cu forme mai complexe de mişcare.

Se analizează critic conceptele metafizice ale mecanicii newtoniene — materia numai sub formă de substanţă — menţionînd caracterul dual al structurii materiei (substanţă, cîmp), spaţiul absolut şi timpul universal absolut, noţiuni de o mare importanţă din punct de vedere al cunoaşterii şi al precizării domeniului de valabilitate al mecanicii newtoniene.

Volumul cuprinde toate capitolele obligatorii ale programei analitice de mecanică. În ultimul capitol (Probleme şi metode speciale) s-au expus unele probleme cel mai des întîlnite : ciocniri, percuţii şi maşini simple. Evident, manualul cuprinde mai mult decît este strict necesar a fi predat la curs. Acest lucru este un avantaj pentru inginerul practician, care în munca sa se izbeşte de probleme care, nu totdeauna, se găsesc sau se predau la cursuri. Pentru student, manualul cuprinde tot ce acesta are nevoie să ştie în conformitate cu programa analitică.

Noţiunile în plus cuprinse peste programa analitică, care se găsesc expuse în manualul prof. ing. M. Sarian, nu îngreuiază înţelegerea studentului.

Manualul, care conţine 422 pagini şi 301 figuri, este împărţit în trei părţi principale :

Partea întîi cuprinde bazele teoretice ale mecanicii corpului solid (146 pagini şi 156 figuri) şi este împărţită în cinci capitole : capitolul I — noţiuni şi principii ; capitolul al II-lea — algebra vectorilor liberi ; capitolul al III-lea — metoda vectorială în analiza şi în geometria diferenţială ; capitolul al V-lea — centre de greutate şi centre de masă.

Partea a doua (86 pagini şi 97 figuri) cuprinde statica şi este împărţită în trei capitole : capitolul al VI-lea introducere ; capitolul al VII-lea — statica solidului, iar în capitolul al VIII-lea — se expune statica sistemelor de solide rigide.

Partea a treia (182 pagini şi 126 figuri) cuprinde dinamica şi cinematica şi este împărţită în şapte capitole : capitolul al IX-lea — introducere ; capitolul al X-lea — dinamica punctului material ; capitolul al XI-lea — cinematica solidului rigid ; capitolul al XII-lea — mişcarea relativă ; capitolulal XIII-lea — dinamica corpurilor ; capitolul al XIV-lea — dinamica solidului rigid şi ultimul capitol, al XV-lea tratează probleme speciale.

Împărţirea materialului şi dezvoltarea capitolelor sînt făcute după importanţa şi dificultăţile noţiunilor de însuşit, iar numeroasele figuri uşurează înţelegerea textului.

Nivelul lucrării este superior. Stilul, terminologia, notaţiile sînt cele uzuale. Bibliografia este suficientă şi autorii români sînt bine reprezentaţi.

Caracterul ştiinţific — dialectic este bine conturat.

Autorul pune accentul pe o expunere cît mai simplă şi mai clară a fenomenului fizic, pe formularea simplă dar corectă a teoriei legată de fenomene şi pe unele aplicaţii alese astfel încît acestea să accentueze şi să simplifice înţelegerea legăturii dintre teorie şi fenomen, dintre teorie şi practică.

Este util să relevăm, de exemplu, modul în care autorul a ştiut să explice sensul şi rostul vectorilor alunecători înainte de a dezvolta noţiunile teoretice legate de aceşti vectori.

Principiul acţiunii, al reacţiunii şi al inerţiei este, de asemenea expus într-o manieră care uşurează foarte mult înţelegerea acestor fenomene greu de înţeles, tocmai pentru că nu li se acordă importanţa cuvenită.

Dezvoltarea pe care autorul o dă noţiunii de legături, de eliberare a corpurilor de legăturile lor în vederea studiului echilibrului sau mişcării, o considerăm de o importanţă deosebită. Într-adevăr, s-a constatat, atît la studenţi, cît şi la ingineri, că dificultăţile principale pe care aceştia le întîmpină nu sînt de natură matematică, ci apar la formularea problemei. Pentru rezolvarea matematică se poate oricînd folosi ajutorul unui matematician, dar la formularea problemei, la traducerea ei în formă matematică corectă nu te poate ajuta nimeni ; studentul sau practicianul se află totdeauna singur în faţa fenomenului. Aceasta este problema lui principală şi nu aplicarea unor formule mai mult sau mai puţin complicate. Din acest motiv, indicaţiile pe care autorul, prof. M. Sarian, le dă la p. 167 pentru rezolvarea problemelor sînt deosebit de utile.

În ceea ce priveşte aplicaţiile, trebuie menţionat modul corect din punct de vedere ştiinţific în care se indică rezolvarea exerciţiilor privind echilibrul cu frecare, care adeseori este tratat, în diverse manuale, numai în cazul limită, ceea ce poate duce uneori la erori de interpretare şi chiar la soluţii incomplete sau false.

Nu putem încheia aceste consideraţii fără a arăta că autorul, în ultima parte a manualului, a înţeles importanţa impulsului şi a energiei mecanice şi a dat o extindere corespunzătoare problemelor legate de aceste noţiuni atît de necesare azi în fizica modernă macroscopică şi microscopică.

Este interesant modul cum autorul pune în evidenţă cele două mărimi distincte — impuls şi cantitate de mişcare — folosindu-se şi unităţi de măsură deosebite, kgm/s, şi Ns, ambele încadrîndu-se în sistemul S.I.

Manualul de mecanică al prof. ing. M. Sarian îşi găseşte locul atît pe masa de studiu a studentului, cît şi pe masa inginerului practician.

V. Bunea

CZ 621.3.015.533

* * * **Studiul descărcărilor parţiale** (Étude des phénomènes de décharges partielles). In : Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 1, ianuarie 1967, p. 7 — 28.

În cuprinsul a şase articole se discută aspectele teoretice şi practice ale fenomenelor care apar la descărcări în gaze şi se fac consideraţii asupra implicaţiilor care apar la izolaţia liniilor, maşinilor şi aparatelor electrice. Principalele probleme puse în discuţie se referă la :

1) Lacoste, R., şi Wind, G. Studiul fenomenelor descărcărilor parţiale (Étude des phénomènes de décharges partielles), p. 7 — 11, 4 ref. bibl.

Se discută probleme legate de acţiunea descărcărilor parţiale asupra izolatoarelor solide şi se arată o serie de experienţe practice efectuate. Se trece apoi la precizarea evoluţiei structurii chimice a izolatoarelor supuse acţiunii descărcărilor în aer. Se fac referiri asupra efectelor descărcărilor parţiale asupra hîrtiei impregnate şi folosită drept izolaţie.

2) Wind, G. Studiul descărcărilor în gaze (Étude des diélectriques gazeux), p. 12 — 15.

Problemele discutate se referă la : concepţia şi realizarea unei celule de control al rigidităţii dielectrice ; determinarea limitei de încălzire admisibilă a pieselor în contact într-o atmosferă cu hexafluorură de sulf cu referire la întreruptoare ; studiul rezistenţei termice a izolaţiei la transformatoare de clasă (H) sau a altor tipuri de aparate de măsură şi manevră.

3) Fallou, B. Studiul îmbătrînirii termice a materialelor izolante care intră în construcţii electrice (Étude du vieillissement thermique des matériaux isolants entrant dans la construction électrique), p. 16 — 18.

Se studiază problema pierderilor din punct de vedere electric şi mecanic pentru cele mai uzuale materiale folosite drept izolaţie în construcţia de aparataj electric.

4) Coelho, R. Acţiunea radiaţiilor unei puternice energii asupra izolanţilor (Action des radiations de haute énergie sur les isolants), p. 18 — 20.

Se expun caracteristicile materialelor înainte şi după iradiere şi se descriu condiţiile de experimentare. Se arată influenţa iradierii asupra curentului tranzitoriu în cazul aplicării unei tensiuni unui lanţ de izolatoare. Se fac referiri la amortizarea curentului după încetarea iradierii şi se precizează contribuţia efectului de saturaţie în timpul iradierii. Concluziile articolului au caracter practic şi pot fi folosite fără dificultăţi.

5) Fallou, B. Studiul complex al izolaţiei hîrtie-ulei din transformatoare (Étude du complex papier-huile dans les transformateurs), p. 21 — 24.

Îmbătrînirea izolaţiei de hîrtie în contact cu uleiul din transformatoare se apreciază pe baza : factorului de degradare condiţionat de temperatură şi umiditate şi a criteriilor de degradare determinate de forţa de rupere ; gazele degajate de hîrtia impregnată etc. Se dau o serie de date din exploatarea aparatelor electrice şi se fac o serie de recomandări de care trebuie să se ţină seamă încă din faza proiectării.

6) Elnekave, E. Cauze fizice ale zgomotului de origine magnetică din transformatoare (Causes physiques du bruit d'origine magnétique des transformateurs), p. 24 — 28, 12 fig.

Se fac consideraţii asupra : magnetostricţiunii circuitelor compacte şi a efectului repartiţiei fluxului asupra zgomotului. Studiul este însoţit de 12 diagrame care arată ciclurile magnetostrictive ale diferitelor tipuri de materiale cum ar fi : ferosiliciul laminat la cald ; tole de cristale orientate etc. Materialele expuse în cele şase studii prezintă importanţă din punct de vedere al proiectării şi exploatării aparatajului electric.

A. C.

CZ 621.313.001.4

O. Drăgănescu, Gh. Galbenu şi A. Cîmpeanu. **Metode noi utilizate la încercarea maşinilor electrice.** Bucureşti, I.D.T., 1966, 105 pag., 15 ref. bibl.

Se prezintă experienţa laboratorului electric al Uzinei „Electroputere" Craiova în domeniul încercărilor maşinilor rotative cu puteri de 100 — 200 kW. Metodele prezentate sînt parte brevetate ca invenţii, iar parte, ca inovaţii şi urmăresc descrierea încercărilor directe şi indirecte ale maşinilor sincrone şi asincrone privitoare la încălzirea părţilor active şi la predeterminarea parametrilor. Cu ajutorul metodelor noi elaborate de autori s-au încercat motoare electrice de puteri mai mari decît capacitatea platformei de încercare în uzină, iar schemele folosite au avut randamente ridicate. Se descriu metode sintetice atît pentru determinarea încălzirii părţilor active ale maşinilor în uzine, cît şi în cazul reparaţiilor efectuate în ateliere de mare capacitate.

Două noi metode pentru determinarea pierderilor suplimentare se aplică în cazul unor maşini tarate la care pierderile proprii rămînînd constante, creşte precizia determinării pierderilor suplimentare. Se determină reactanţele de scăpări ale maşinii sincrone prin două metode. Printre problemele mai importante dezvoltate în lucrare se enumără : încălzirea motoarelor în caz de scurtcircuit ; variaţia alunecării în funcţie de timp la un cuplu constant ; măsurarea curenţilor în barele coliviei de pornire a maşinii sincrone în diverse regimuri. Primul dintre cele cinci capitole ale lucrării cuprinde expunerea metodelor directe de încercare în sarcină a maşinilor electrice rotative. Cele două metode de încercare directă se referă în ordine la disiparea totală a puterii şi la recuperarea parţială sau totală a puterii generatorului din schema de încercat. Pentru prima metodă se dau schemele experimentate pentru generatoare de c.c. : cele sincrone şi asincrone cuplate cu motoare asincrone şi sincrone. În cazul recuperării parţiale sau totale a puterii generatorului din schema experimentată se economiseşte energia şi prin aceasta se lărgeşte mult domeniul de folosire a acestor clase de metode. Se dau schemele încercate ; caracteristicile maşinilor din schemă şi se analizează fiecare structură, scoţîndu-se în evidenţă următoarele aspecte.

a) Reţeaua de alimentare, în cazul schemelor cu recuperare, poate avea o putere mai mică decît a maşinilor de încercat.

b) Randamentul schemelor folosite este în cazul maşinilor mari de circa 85%.

c) Realizarea schemei necesită utilaje mici şi putere, deci investiţii relativ mici.

Maşinile electrice rotative încercate cu metoda ce permite recuperarea parţială sau totală a puterii au fost de 1 000 kW ; 1 250 kW şi 1 600 kV la 6 kV. Asemenea scheme, prin faptul că nu conţin în structură maşini de c.c. ci numai de curent alternativ, necesită investiţii mici şi au siguranţă în exploatare, sînt de preferat la încercarea maşinilor electrice de mare putere. Capitolul se încheie cu o serie de consideraţii asupra metodei indirecte de încercare a maşinilor asincrone cu un cuplu la arbore.

Capitolul al doilea cuprinde descrierea metodelor de determinare a pierderilor suplimentare. Cele două metode descrise în literatură pentru determinarea pierderilor suplimentare — metoda lansării şi metoda tarării — sînt supuse unei analize critice. Din compararea metodelor lansării şi tarării a rezultat că ultima, prin îmbunătăţire, se poate aplica în practica determinării pierderilor suplimentare. Metoda tarării constă în antrenarea maşinii supusă experimentării cu un motor de c.c. Perfecţionarea adusă de autori constă în înlocuirea motorului de antrenare de c.c. cu o maşină sincronă. În acest caz se poate realiza egalitatea dintre numărul perechilor de poli ai maşinii antrenate şi ai maşinii care o antrenează. Experienţele efectuate au dus la trasarea curbelor de variaţie a pierderilor suplimentare în funcţie de curentul statoric la maşinile sincrone. În cazul maşinilor asincrone se determină pierderile suplimentare la mers în gol şi în sarcină. Cel de-al treilea capitol al lucrării se referă la metode de determinare a reactanţelor în cazul maşinilor sincrone. Se arată cum se determină reactanţele de scăpări prin metoda rotorului scos : metoda triunghiului reactiv şi metoda aplicată la „Electroputere". Se scoate în evidenţă, pe baza unor date experimentale, avantajul metodei aplicate în uzină. Ultima parte a capitolului se ocupă cu descrierea metodei experimentale pentru determinarea reactanţei Potier în cazul maşinilor sincrone cu talpă polară masivă. Capitolul al patrulea se referă la determinarea încălzirii rotoarelor maşinilor asincrone cu bobinajul rotoric în colivie. Se arată că determinarea temperaturii bobinajului rotoric la motoarele tip colivie prin vopsire nu dă rezultate practice, şi de aceea se propune folosirea următoarelor metode :

a) amplasarea pe rotor a unor generatoare de energie care îşi schimbă frecvenţa în funcţie de temperatură.

b) folosirea egalităţii între pierderile electrice în rotor şi puterea electromagnetică multiplicată cu alunecarea (s).

Ultima metodă este valabilă pentru toate maşinile de inducţie. Contribuţia autorilor constă în completarea părţii experimentale la aplicarea ultimei metode. Ei au precizat că dacă se neglijează fenomenele termice care se produc la măsurarea alunecării pot apărea erori sensibile.

Ultimul capitol cuprinde metoda de determinare a curenţilor în barele coliviei de pornire a maşinilor sincrone. Autorii au folosit transformatoare de curent montate pe barele coliviei de pornire pentru măsurarea curenţilor din colivia rotorică. Se dau caracteristicile unui astfel de transformator realizat în uzină. Se examinează complex funcţionarea maşinii sincrone, luîndu-se în considerare cele mai frecvente regimuri caracteristice care pot apărea în exploatare. Fiecare capitol cuprinde o serie de calcule care ilustrează afirmaţiile făcute. De remarcat că autorii subliniază concluziile şi fac observaţii privitoare la fiecare situaţie examinată. Autorii nu dezvoltă aspectele teoretice ale lucrării pentru că scopul acestui studiu consta — şi aceasta socotesc că este un merit — în faptul că se insistă asupra aspectelor practice ale metodelor noi de încercare a maşinilor electrice. Consideraţiile cuprinse în lucrare sînt făcute la obiect şi cuprind o serie de indicaţii utile practicii de construcţie şi exploatare a maşinilor electrice.

A. Carabulea

CZ 621.316.1.052.4

P. Dimo*. **Cele două concepte figurative ale analizei nodale a rețelelor de energie** (Articol apărut în „Revue Générale de l'Électricité", nr. 1, 1967).

Marile avantaje prezentate de calculatoarele electronice au dus la introducerea acestora în domeniul rețelelor electrice, ceea ce a permis rezolvarea mult mai exactă a unor probleme complexe cu ajutorul unor date numeroase atît de intrare, cît și de ieșire. Aceasta însă a avut, pe de altă parte, drept consecință îndepărtarea inginerilor de raționamentele directe, simple și intuitive, făcute pe marginea unor concepte figurative (de exemplu, modelul clasic motor-generator pentru studiile de stabilitate) abandonate ca nemaifiind corespunzătoare.

Pornind de la aceste constatări, ing. P. Dimo a început încă din anul 1956 primele cercetări în vederea găsirii unor noi metode cu ajutorul cărora să se poată folosi unele concepte figurative, simple, intuitive și accesibile inginerilor, chiar și în noile condiții de utilizare intensă a calculatoarelor electronice și de dezvoltare intensă a sistemelor energetice. În acest scop a elaborat metoda analizei nodale, metodă românească complet originală **.

Metoda analizei nodale se bazează pe următoarele principii :

— rețeaua este separată pe noduri, prin tăierea tuturor legăturilor cu nodurile vecine, nodul rămînînd astfel elementul analizat direct ;

— legăturile unui nod cu celelalte noduri se înlocuiesc prin mașini echivalente, reprezentate prin curenții lor de scurtcircuit și printr-o anumită sarcină.

În principal, metoda constă din a reprezenta mașinile sincrone sub forma unor fazori deduși din valorile curenților de scurtcircuit pe care mașinile respective (fie apropiate, fie îndepărtate) le pot debita în nodul analizat, în cadrul unei rețele radiale. În acest fel, mașinile sincrone apar ca mașini reale cînd sînt legate direct la nod sau ca niște mașini fictive, echivalente, cînd este vorba de aportul în nod al unor mașini îndepărtate. (O astfel de metodă este folosită și în alte ramuri ale tehnicii, de exemplu, în mecanică, în cazul grinzilor cu zăbrele, unde legăturile unui nod cu restul sistemului se înlocuiesc cu vectorii forțelor.) Toate mașinile care pot influența nodul respectiv sînt reprezentate în final sub forma unui lanț de fazori, la care, prin modificarea mărimilor lor (modul și unghiul), se modulează fenomenele care se petrec (regimuri de funcționare, stabilitate statică și dinamică, reglaj de tensiune etc.), dînd indicații prețioase asupra diferitelor aspecte cantitative și calitative. Pe acest principiu, autorul și-a bazat și invenția „analizor grafic", brevetată atît în țară, cît și peste hotare (S.U.A.).

Continuîndu-și cercetările, în ultimii ani, ing, P. Dimo a stabilit căile de aplicare a metodei analizei nodale în cazul general al rețelelor buclate, principiile care stau la baza acestor noi posibilități ca și fundamentarea lor teoretică fiind expuse în articolul apărut recent în R.G.E., articol care face obiectul recenziei de față.

În acest scop autorul pornește de la ecuațiile nodale de tipul $[I] = [Y] \times [E]$, care se bazează pe utilizarea matricei $[Y]$ a admitanțelor, arătînd cu această ocazie avantajele pe care le prezintă utilizarea acestei matrice (în locul unor relații de forma $[E] = [Z] \times [Y]$, respectiv prin utilizarea matricei $[Z]$ atît în cazul general al studierii rețelelor electrice, cît și în cazul particular al aplicării metodei analizei nodale. Scriind matricea admitanțelor $[Y]$ în cazul general al unor rețele buclate, prin procedeul de eliminare a lui Gauss pentru ecuațiile matriceale, se pot elimina o serie de noduri consumatoare (cu condiția ca sarcina să fie liniară sau liniarizabilă, ceea ce reprezintă o aproximație mai mult decît suficientă, exceptînd nodurile generatoare și nodul în care urmează a se face analiza (consumator sau generator).

Astfel, între acest ultim nod și nodurile generatoare reținute în calcule (reale sau echivalente) rezultă niște legături finale, directe. Acest tip de schemă cu legături numai radiale a fost denumit de autor schemă de tipul REI (prezentînd legături radiale, echivalente și independente de restnl sistemului). Atît în literatura tehnică din țară, cît și în acea de peste hotare, aceste scheme sînt cunoscute pe scurt sub denumirea de schemele analizei nodale-Dimo.

Fiecare din sursele ce debitează prin legături echivalente de tipul REI în nodul considerat poate fi reprezentată, așa cum s-a arătat, sub forma unui fazor. Întregul lanț de fazori (reprezentînd totalitatea surselor) din nodul respectiv constituie imaginea nodului. În acest fel, în analiza nodală-Dimo apar două concepte figurative : „schema de tip REI" și „imaginea nodală". Cu ajutorul acestora se pot rezolva, în cazul general al rețelelor buclate, în mod simplu și intuitiv, probleme de stabilitate statică și dinamică, calcule de scurtcircuit etc. Utilizînd aceeași schemă tipizată REI, autorul a arătat, în cadrul unor publicații anterioare, posibilitatea aplicării metodelor analizei nodale-Dimo la calculul pierderilor în rețelele electrice folosind formulele cu coeficienți constanți.

În plus, prin extinderea domeniului de aplicare a analizei nodale, folosind cele două concepte menționate, autorul arată posibilitatea rezolvării unor noi probleme din domeniul rețelelor electrice, cum ar fi sinteza rețelelor, calculul regimurilor de funcționare etc.

În sfîrșit autorul arată posibilitatea obținerii directe și automate a elementelor necesare din rețea, în vederea proiectării imaginii nodale directe pe un ecran. Această propunere, brevetată în țară și în curs de brevetare peste hotare, are un mare avantaj în analiza operativă a unor regimuri de funcționare de către dispecerul de tură sau de către cercetători, în acest caz nemaifiind de examinat decît cele două concepte figurative proiectate direct și imediat pe ecran.

În sfîrșit, trebuie menționat că autorul arată corespondența care există între primul concept figurativ al analizei nodale (schema de tip REI) și teoria modernă a grafurilor de fluență și în particular cu graful de fluență de tip N bidirecțional, prezentat de curînd de L. Robichaud, M. Boisvert și J. Robert.

În concluzie trebuie arătat că în cadrul unor numeroase lucrări (unele premiate de Academia Republicii Socialiste România) autorul a reușit să elaboreze o teorie generală a rețelelor electrice, denumită curent teoria analizei nodale-Dimo, care se aplică, sub o formă intuitivă, accesibilă inginerilor și riguros matematică, practic în toate domeniile de analiză a rețelelor electrice.

Metodele de analiză preconizate de autor sînt aplicate în mare serie în diferitele unități de studii ale Ministerului Energiei Electrice și ale Academiei Republicii Socialiste România.

George Manolescu

---

* Ing. P. Dimo, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România, lucrează la Institutul de energetică al Academiei Republicii Socialiste România, ca șef de sector, și la Institutul de studii și proiectări energetice, ca inginer consilier.

** A se vedea "Analiza sistemelor electroenergetice prin separarea nodurilor și utilizarea curenților de scurtcircuit", de ing. P. Dimo, București, Editura tehnică, 1959.

REFERATE

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.333.012.2

Nedelcu, V. N. **Cercurile limită de funcționare a unei serii de motoare asincrone** (Die Grenzkreisbilder einer Asynchronmotorenreihe). În: E. T. Z.-A **87**, nr. 21, 1966, p. 760 — 762, 2 fig., 3 ref. bibl.

Încadrarea problemei se face ținîndu-se seamă de stadiul cercetărilor. Se propune o nouă metodă geometrică, bazată pe construcția unor cercuri limită pentru predeterminarea abaterilor tolerate ale parametrilor nominali ai unei serii de motoare asincrone prin intermediul abaterilor parametrilor de mers în gol și scurtcircuit, și anume: pierderile de mers în gol și scurtcircuit și curentul de mers în gol și scurtcircuit.

Spre deosebire de singura metodă analitică existentă în literatura referitoare la această problemă, studiul efectuat dă o metodă geometrică care oferă o serie de avantaje.

1. Se demonstrează că limitele impuse de normele tehnice naționale și internaționale pentru variația parametrilor nominali n-au nici o justificare științifică, deoarece impunînd limite de variație anumitor parametri, limitele de variație a celorlalți parametri rezultă.

2. Metoda permite controlarea alunecării limită și corectarea valorilor limită ale celorlalți parametri.

3. La aplicarea metodei nu sînt necesare date precalculate sau experimentale.

Se dă demonstrația construcției grafice și se fac recomandări cu privire la aplicarea metodei propuse.

A. C.

CZ 621.313.333.012.8.

Poloujadoff, M. și Ivanes, M. **Comparația schemelor echivalente ale motoarelor asincrone polifazate** (Comparaison des schémas équivalents au moteur asynchrone polyphasé). În: Rev. Gén Elect., tom **76**, nr. 1, ianuarie 1967, p. 1 — 7, 7 fig., 9 ref. bibl.

În literatura de specialitate se studiază motoarele asincrone, utilizînd o serie de relații ce par contradictorii și care dau, în ultimă analiză, rezultate sensibil egale. Se examinează principalele formule recomandate în literatură și se explică originea divergențelor observate.

După o scurtă prezentare a relațiilor de calcul pentru mașinile fizice care intervin în cazul motoarelor asincrone, definite de diverși autori, se fac referiri asupra bazelor matematice și fizice ale motoarelor asincrone, luîndu-se în discuție statorul, rotorul, valoarea cuplului, schema echivalentă și raportul de transformare. Se indică schema unui rotor al motorului asincron și se studiază poziția relativă a rotorului față de stator.

Se discută relațiile care descriu funcționarea motorului asincron pentru regimul normal de funcționare.

Compararea celor patru tipuri de scheme se face pe baza relațiilor care definesc mărimile componente: rezistențe, reactanțe și capacități, și se scot în evidență neajunsurile unor relații de calcul în raport cu altele. Ținînd seamă de rezultatele obținute, se trece la construirea diagramei impedanței, considerînd alunecarea zero; $g = 1$ și infinit. Se fac recomandări practice cu privire la schema echivalentă a motorului asincron polifazat cu parametri calculați cu relațiile discutate.

A.C.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.2 :534.833

Coquard, A. **Minimum teoretic al nivelului sonor din transformatoare** (Minimum théorique du niveau sonore des transformateurs). În: Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 1, ianuarie 1967, p. 29 — 32, 4 fig., 3 ref. bibl.

După trecerea în revistă a principalelor caracteristici ale magnetostricțiunii tolelor magnetice se evaluează contribuția deformării magnetostrictive a circuitului magnetic la zgomotul total al transformatorului. Se indică nivelul sonor minim produs de transformator, ținînd seamă de calitatea tolelor utilizate. Acest nivel teoretic minim trebuie să fie de circa 10 dB. Se fac considerații asupra următoarelor probleme:

a) Magnetostricțiunea tolelor. Se precizează că efectul magnetostrictiv nu este omogen și variază la tole uzuale între 10^{-4} și 10^{-6} cînd se măsoară cu un eșantion Epstein.

b) Nivelul sonor datorită deformațiilor magnetostrictive ale circuitelor magnetice. Se fac referiri la o serie de probleme care apar la circuite magnetice în aer liber și în transformatoare. Se arată că pentru transformatoare trifazate de 40 kVA se produce un zgomot de 12 dB pentru frecvențe cuprinse între 100 și 1 000 Hz.

c) Nivelul sonor datorit deformației circuitelor magnetice. Se face un calcul considerînd un circuit magnetic în situația normală și apoi cu deformări. Se compară rezultatul teoretic cu cel obținut experimental pe un transformator de 40 kVA.

d) Nivelul sonor teoretic minim și compararea cu nivelurile sonore reale. Se arată cauzele care contribuie la formarea zgomotelor în transformatoare. Se măsoară asemenea zgomote pentru transformatoare de mare putere și se precizează că nivelul minim este mult acoperitor față de nivelul psihologic.

A.C.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.614.6 :621.315.615.2.015.38

Kaplan, D. A. ș.a. **Caracteristicile electrice ale izolației „hîrtie-ulei" din aparatajul electric în cazul supratensiunilor de comutație** (Electriceskie haracteristici aparatnoi bumajnoi-masleanoi izoleații pri comutationii perenapreajenih). În: Elektricestvo, nr. 2, februarie 1967, p. 25 — 29. 8 fig., 9 ref. bibl.

Calculul și construcția izolației aparatajului de foarte înaltă tensiune trebuie studiate amănunțit încă din faza proiectării. Se dau rezultatele încercării izolației de hîrtie în prezența uleiului din condensatoare supuse undelor de impuls, care se aseamănă cu supratensiunile care apar în realitate.

Se reproduc fotogramele de variație a tensiunilor aplicate și se scot în evidență aspectele caracteristice ale izolației pentru cinci cazuri concrete de încercări în cazul frecvențelor cuprinse între 300 Hz și 5 kHz. Se dă schema de principiu folosită la încercări și se precizează valoarea parametrilor care intervin în schemă. Tipul de undă folosit este de 1,5/40 μs.

Diagramele trasate scot în evidență atît lungimile limite ale izolației, cît și grosimea izolației astfel încît să se prevîntîmpine avarierea aparatului existent în exploatare și care ar fi supus unor supratensiuni de tipul celor intervenite la încercările experimentale.

Recomandările făcute au un caracter practic și servesc pentru îmbunătățirea izolației de hîrtie-ulei din aparatajul electric supus unor supratensiuni de comutație. Rezultatele încercărilor cuprind atît cazul aplicării tensiunii continue, cît și pe cel al tensiunii alternative.

A.C.

CZ 621.318 *Aplicațiile industriale ale magnetismului*

CZ 621.384 :621.318 :681.332

Aubrun, M. **Studiul analogic al unui separator de particule magnetice** (Étude analogique d'un trieur de particules magnétiques). În: Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 1, ianuarie 1967, p. 33 — 44, 18 fig., 15 ref. bibl.

Se descrie separatorul de particule paramagnetice sau feromagnetice și se arată posibilitatea de trasare a traiectoriilor acestor particule, folosindu-se un procedeu analogic. După o scurtă încadrare a problemei se fac considerații asupra ecuațiilor care descriu traiectoriile particulelor. În prima parte, autorul se referă la particulele paramagnetice determinînd expresia forțelor care le antrenează, iar în partea a doua considerațiile cuprind aspecte teoretice referitoare la

particulele feromagnetice. În ambele cazuri se determină viteza particulelor şi se dau exemple numerice în sistemul internaţional. Cu relaţiile deduse pentru viteză se foloseşte domeniul de analogie în scopul stabilirii traiectoriilor ortogonale ale particulelor. În continuare se fac referiri cu privire la reprezentarea şi determinarea potenţialului care permite imprimarea vitezelor de antrenare a particulelor. Totodată, se trece la reprezentarea şi determinarea potenţialului de acţiune magnetică. Se prezintă schema generatoare de curent constant care serveşte la imprimarea vitezei particulelor din cîmp. Pentru ambele tipuri de particule se trasează traiectoriile şi se dă legătura dintre potenţialul electrocinetic şi cel de acţiune magnetică. Se determină procentajul particulelor captate în funcţie de viteză. În cazul cîmpurilor ridicate, randamentul de captare a particulelor feromagnetice este ridicat, putînd atinge valori pînă la 90%.

A.C.

CZ 621.326 *Lămpi cu incandescenţă*

CZ 621.326.001.1/2

Exalto, L. J. H. **Lampă cu incandescenţă. Aspecte fizice şi matematice** (La lampe à incandescence. Aspects physiques et mathématiques). In: Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 1, ianuarie 1967, p. 109 — 119, 5 fig.

După un scurt istoric se fac referiri asupra dimensionării lămpilor cu incandescenţă cu filamente drepte şi spirale, expunîndu-se aspectele energetice şi cele legate de iluminare. În continuare se examinează lămpile cu incandescenţă cu diferite gaze, scoţîndu-se în evidenţă pierderile de căldură. Se arată căile de înlăturare a neajunsurilor acestor tipuri de lămpi şi se fac recomandări pentru îmbunătăţirea lor încă din faza de proiectare. Problemele dezbătute se referă la următoarele aspecte: lămpile cu vid, cu filamente drepte şi spirale; lămpile cu gaz, care lucrează la temperaturi ridicate. În ambele cazuri se stabilesc relaţii de calcul practice între puterea lămpii, iluminarea şi intensitatea luminoasă. Relaţiile deduse sînt simple şi se pot folosi uşor în diverse cazuri practice. Pentru lămpile cu gaz se dau curbele de variaţie a pierderilor pe unitatea de lungime a filamentelor drepte şi spirale în funcţie de presiunea gazului şi pentru temperaturi pînă la 2 700° K.O ultimă problemă se referă la variaţia temperaturii filamentului în regiunea de intrare a curentului şi, în special, în zona interioară a suportului filamentului. Consideraţiile teoretice permit trasarea curbelor de variaţie a temperaturii în funcţie de lungimea elementelor studiate. Se scot în evidenţă, pentru această regiune, pierderile de căldură, de energie şi de flux.

A.C.

CZ 621.35 *Aplicaţiile industriale ale electrochimiei*

CZ.621.35.536.52

* * **Electrochimia şi temperaturile foarte înalte** (L'électrochimie et les très hautes températures). In: Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 1, ianuarie 1967, p. 45 — 68.

În cuprinsul a trei materiale de sinteză se expun o serie de probleme legate de transformarea directă a combustibilului în energie prin intermediul pilelor de combustie şi al instalaţiilor magnetohidrodinamice.

1) Millet, I. Electrochimia şi temperaturile foarte înalte (L'électrochimie et les très hautes températures), p. 45 — 49, 1 fig., 12 ref. bibl.

La temperaturi superioare de peste 1000°C, solidele şi gazele pot fi suficient ionizate pentru a deveni sediul unor reacţii electrochimice. Se expun reacţiile din sarcinile particulelor; reacţiile acid-baze şi reacţiile din interiorul plasmei şi se descrie principiul de măsurare a curentului şi a tensiunii.

2) Deportes, C. Electrochimia oxizilor refractari. Aplicaţii la pilele de combustie de temperaturi foarte înalte (L'électrochimie des oxydes réfractaires. Applications aux piles à combustible à haute température), p. 50 — 57,4 fig., 88 ref. bibl.

Domeniul temperaturilor foarte înalte antrenează desfăşurarea unei noi ramuri a electrochimiei, şi anume cea referitoare la electrochimia solizilor şi a oxizilor refractari. Problemele ridicate atît în privinţa concepţiei, cît şi a metodelor de experimentare se compară cu cele clasice. Ca o primă aplicaţie se descriu pilele de combustie care funcţionează la temperaturi foarte înalte şi se indică perspectiva dezvoltării unor astfel de instalaţii.

3) Guillon, M. Aplicaţia metodelor electrochimice la studiul electrozilor M.H.D. (Application des méthodes électrochimiques à l'étude des électrodes M.H.D.), p. 58 — 68, 14 fig., 14 ref. bibl.

Electrozii din zirconiu stabilizaţi se găsesc înseraţi între două dispozitive: colectorul de curent şi plasma. Ansamblul colector de curent-electrod-plasmă constituie o celulă electrochimică. Se descrie folosirea electrozilor din oxizi refractari pentru instalaţiile magnetohidrodinamice. După o scurtă încadrare a problemei se expun o serie de chestiuni ca:

a) analiza condiţiilor de funcţionare a semiconductoarelor ionice;

b) definiţii şi metode de măsură a parametrilor electrochimici care caracterizează funcţionarea electrozilor ceramici ai instalaţiilor M.H.D.;

c) dispozitive experimentale de măsură şi rezultate experimentale.

În ultima parte se expun curbele de variaţie a conductivităţii în funcţie de caracteristicile materialului electrozilor. Totodată, se dă curba de variaţie a tensiunii electromotoare pentru diferite tipuri de electrozi.

A.C.

CZ 621.355.2

Lutz Horn, Golz, H. I. şi Pöhler, M. **Acumulatoare cu plumb** (Blei-Akkumulatoren). In: ETZ-B, nr. 23, noiembrie 1966, p. 882—888, 2 grafice, 1 tab., 8 fig.

Autorul arată că acumulatorul cu plumb a suferit, de la descoperirea sa, diferite transformări, respectiv ameliorări din toate punctele de vedere. La început se descrie construcţia acumulatorului normal Pb-H_2SO_4 — PbO_2 cu tensiunea de 1,9—2,1 V. Pentru producerea masei active pozitive se utilizează „anformaţia" particulelor de plumb. Pentru protecţia contra coroziunii a purtătorilor de masă se utilizează (pe lîngă plumb) alte elemente: arseniu, argint, cositor etc. În cinci fotografii este arătată construcţia diferitelor plăci (blindate etc.) pozitive sau negative, descriindu-se fixarea masei în purtătorul ei. Pentru separatoarele care menţin distanţa între electrozi sînt utilizate spume de materiale plastice. Tot din materiale sintetice se confecţionează, în anumite cazuri, vasele de electroliţi. Apoi se insistă în amănunţime asupra bateriilor de pornire (start), arătîndu-se multiplele lor utilizări (pornirea automobilelor, surse de rezervă pentru lumină, semnale în marină. alimentarea clădirilor „week-end", a electromobilelor etc.), diferitele construcţii ale acestora şi însuşirile lor. Bateriile industriale au capacităţi de 0,25—10 000 Ah şi tensiuni pînă la 500 V.

Plăcile cu celule-grilă rezistă pînă la 1400 de descărcări, grilele avînd formele diferite în funcţie de utilizare. Urmează bateriile cu plăci de suprafaţă mare, bateriile care nu cer îngrijire, rezistînd la 100 de cicluri. Două grafice se referă la limitele de încărcare a bateriilor. După aceea sînt descrise progresele realizate de baterii în ultimul timp, cum ar fi: încărcarea rapidă, reglajul încărcării prin tiristoare, recuperarea energiei în timpul frînărilor. Articolul se încheie cu bateriile pentru vehicule, arătîndu-se că în Germania circulă 230 de locomotive cu acumulatoare, cu motoare de 100 kW, viteza de 100 km/h. Cu o distanţă medie de 5 km între staţii, locomotiva parcurge 350 km, iar cu încărcări rapide intermediare, peste 500 km.

Gh. C.

CRONICĂ

Sesiunea tehnico-ştiinţifică I.P.A. Automatizarea proceselor industriale

În zilele de 10—11 martie 1967 s-au desfăşurat lucrările celei de-a doua sesiuni tehnico-ştiinţifice a Institutului de proiectare de aparataj electrotehnic şi instalaţii de automatizare (I.P.A.). Sesiunea, care marca şi a cincea aniversare a institutului, a fost deschisă într-un cadru festiv de către tov. ing. *C. Faur*, secretar general al ministerului industriei construcţiilor de maşini, care a evidenţiat realizările cele mai importante ale institutului în concepţia şi elaborarea unor echipamente moderne de automatizare, dintre care majoritatea au fost asimilate de industria noastră electrotehnică, electronică şi de automatică şi introdusă cu succes în procesele de producţie. Tov. ing. *C. Faur* a recomandat institutului îmbunătăţiri ale finisării lucrărilor, urmărirea îndeaproape a echipamentelor introduse în exploatare şi orientarea activităţii de concepţie asupra soluţiilor celor mai moderne.

Au urmat două comunicări cu caracter sintetic, şi anume :

Ing. *Gh. Tunsoiu* (directorul institutului) : „Automatizarea — direcţie principală a revoluţiei industriale moderne", în care autorul pune în discuţie locul pe care îl ocupă automatizarea în dezvoltarea tehnicii, tipurile de tehnică automată şi domeniile lor de aplicaţie, eficienţa economică a tehnicii automate.

Au fost tratate aspectele legate de efectele automatizării producţiei, căile de determinare a eficienţei economice a automatizărilor, precum şi unele probleme actuale ale extinderii automatizării în economia naţională.

Ing. *M. Sîrbu* (directorul tehnic al institutului) : „Rezultate ale activităţii de cercetare I.P.A. în domeniul elaborării de elemente şi echipamente de automatizare", în care autorul prezintă rezultatele studiilor şi cercetărilor aplicative din institut, în domeniul elaborării de elemente şi echipamente de automatizare, necesare economiei naţionale.

Se insistă asupra unor sisteme concepute de institut, ca urmare a cercetărilor efectuate : sistemul de comutaţie statică UNILOG tip A, sistemul de reglare unificat, transistorizat UNIDIN pentru domeniul acţionărilor electrice reglabile şi a instalaţiilor de curenţi tari. Pentru domeniul maşinilor-unelte şi al altor agregate tehnologice se prezintă echipamente de comandă program.

În continuare se analizează rezultatele cercetărilor efectuate pentru echipamente şi sisteme de centralizare, prelucrare şi transmitere a datelor.

Este arătată aparatura asimilată la uzina „Electromagnetica" din Bucureşti, pe baza cercetărilor şi proiectelor realizate de I.P.A.

Sînt indicate liniile directoare ale activităţii de cercetare aplicativă, pe perioada de perspectivă, care se axează în special pe problema calculatoarelor electronice şi a aparaturii de reglare automată pneumatică şi electronică. De asemenea, se vor întreprinde cercetări privind siguranţa în funcţionare a elementelor de automatizare, precum şi pentru probleme legate de metode optime de transmisie şi prelucrare a informaţiei.

Au urmat şedinţe de comunicări pe secţii. Din acestea reţinem şi prezentăm pe scurt unele care au o legătură mai strînsă cu electrotehnica.

Ing. *V. Constantinescu*, ing. *D. Ionescu* şi ing. *M. Mihăescu* : „Instalaţie de automatizare cu elemente fără contacte a unei maşini agregat". Comunicarea prezintă instalaţia de comandă a maşinii agregat pentru prelucrarea cutiilor de ungere de la vagoane, realizată cu elemente de comutaţie statică UNILOG.

Sînt descrise structura şi funcţionarea maşinii agregat cu trei capete de forţă, funcţionarea instalaţiei de automatizare şi modul de realizare.

Se dau informaţii despre comportarea instalaţiei în exploatare la Uzina de vagoane — Arad, unde a fost dată în funcţiune în martie 1965.

Ing. *Z. Poszar*, ing. *D. Ionescu* şi ing. *L. Luviş* : „Instalaţie de comandă cu elemente transistorizate pentru maşina de frezat prin copiere FC-280". Se prezintă o instalaţie experimentală de comandă şi acţionare pentru maşina de frezat prin copiere FC-280, care a fost elaborată, ţinîndu-se seamă de modul de funcţionare a acestei maşini. Instalaţia este realizată cu elemente de comutaţie statică UNILOG, regulatoare UNIDIN şi redresoare comandate „tiristoare".

De asemenea, se indică sistemul de comandă adoptat, cu modul de funcţionare în regimurile : comanda broşei ; comanda manuală şi comanda după program ; comanda copierii în volum ; comanda copierii de contur. În completare sînt arătate unele rezultate ale experimentării instalaţiei şi se fac propuneri privind îmbunătăţirea calităţii tehnice a maşinii actuale.

Ing. *P. Mihordea* : „Variator electronic de viteză pentru strunguri carusel de dimensiuni mari". Este arătat modul de soluţionare cu variator electronic de viteză a acţionării reglabile cu motor de curent continuu pentru strungurile carusel de dimensiuni mari. Reglarea vitezei şi curentului motorului principal se face în cascadă cu ajutorul aparaturii din sistemul UNIDIN. Domeniul extins al vitezelor de rotaţie — 180÷1 800 rot/min — se realizează prin variaţia tensiunii rotorice, precum şi diminuarea de flux în aşa fel ca strunjirea să se poată face la viteza periferică constantă sau variabilă.

În condiţiile unei variaţii mari a momentului de giraţie, precum şi a unor particularităţi specifice schemei de reglare, se analizează comportarea variatorului în regim de funcţionare staţionar şi dinamic.

Ing. *P. Mihordea* şi ing. *M. Arhip* : „Acţionare reglabilă sincronizată cu motoare de c.c. pentru linia automată de fabricat pîine 20 t/24 h". Se analizează acţionările reglabile cu motoare de c.c. pentru trei agregate principale ale unei linii automatizate de fabricat pîine. Schema adoptată efectuează reglarea în cascadă a vitezei de rotaţie şi a curentului printr-un lanţ de module ale sistemului UNIDIN, propus fiecărui motor de agregat, o sincronizare a vitezei de rotaţie a motoarelor de acţionare pe baza unei mărimi comune de referinţă şi o sincronizare de poziţie a două agregate. Reglarea vitezei de rotaţie şi sincronizare de poziţie este analizată în regim de funcţionare staţionar şi dinamic.

Ing. *Cl. Niculescu*, ing. *D. Davidoviciu* şi ing. *L. Nica* : „Lucrări în vederea introducerii unui echipament de calcul în centrala termoelectrică Luduş". Sînt prezentate probleme legate de pregătirea introducerii unui calculator electronic în Centrala termoelectrică — Luduş.

Se descriu funcţiunile ce vor fi îndeplinite de calculator în centrală şi mărimile de intrare necesare. Se examinează structura echipamentului, precum şi modul de cuplare a traductoarelor la calculator. Se dau caracteristicile programelor de calcul.

Dr. ing. *I. D. Landau*, ing. *Şt Gavăt*, ing. *M. Felea*, ing. *R. Manolescu* şi proiectant *E. Zaman* : „Sistem de reglare automată a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă „CONTISIN". Se prezintă un sistem original de reglare automată a vitezei motoarelor asincrone, alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă, care asigură reglarea în cascadă a vitezei şi curentului prin motor şi reglarea indepenentă a fluxului cu limitare convergentă de tensiune.

Sistemul permite reglarea vitezei motoarelor asincrone în gama 1/30 sub turaţia nominală la cuplu constant şi 1,5/1 deasupra vitezei nominale la putere constantă.

Se arată variantele de schemă pentru funcţionarea în regim nereversibil şi în regim reversibil.

În încheiere se analizează rezultatele experimentale obţinute pe un prototip de acţionare cu motor asincron de 5,5 kW.

Ing. *E. Vărzaru*, ing. *Şt. Gavăt* şi ing. *C. Gavăt* : „Invertoare cu tiristoare utilizate în convertizoare statice de frecvenţă şi în surse de curent alternativ de rezervă".

Se studiază invertoarele cu tiristoare din clasa cu comutare prin impulsuri : mod de funcţionare, avantaje, metode de reglare automată a tensiunii de ieşire, domenii de utilizare. Sînt prezentate realizările în I.P.A. de invertoare sub forma

unor modele experimentale, folosite atît ca surse de curent alternativ de rezervă, alimentate de la baterii de acumulatoare (exemplu : invertorul de 160 V c.c./220 V ; 50 Hz ; 3 kVA, fără reglare automată a tensiunii de ieşire ; invertorul 220 V c.c./220 V ; 50 Hz ; 6 kVA, cu reglare automată a tensiunii de ieşire), cît şi în convertizoare statice de frecvenţă, în care primul etaj este un redresor (exemplu : convertizor static de frecvenţă 50/75 Hz, 5 000 VA).

Dr. ing. *I. D. Landau*, ing. *Şt. Gavăt*, ing. *M. Felea* şi ing. *R. Manolescu* : „Blocuri de comandă şi reglare a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă". Comunicarea se referă la blocurile elaborate la I.P.A., în completarea sistemului de reglare UNIDIN, pentru realizarea comenzii şi reglării vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă.

Se expune dispozitivul de comandă al convertizoarelor de frecvenţă, constituit din mai multe blocuri funcţionale, care permite obţinerea unui sistem de tensiune trifazată de amplitudine şi frecvenţă variabile.

Se prezintă traductorul de curent activ, utilizat în buclele de reglare a curentului.

Ing. *V. Brana*, ing. *C. Brana*, ing. *N. Dincă*, ing. *C. Dulă*, ing. *E. Mihăilescu* şi ing. *C. Toia* : „Sistem de telecomandă cu modulaţie în cod de impulsuri TC-4". Se descriu principiile de funcţionare, schemele-bloc şi performanţele sistemului de telecomandă în cod de impulsuri TC-4 realizat de I.P.A., precum şi cele două părţi ale sistemului — aparatura ritmică şi cea aritmică — precum şi modul cum fiecare din aceste aparaturi va permite realizarea de TM, TS, TC, TR.

Se descriu prototipul experimental al aparaturii, realizat pentru un sector al unei conducte de gaz metan, performanţele obţinute de prototip şi încercările speciale la care a fost supus. Se arată domeniul de aplicare şi soluţiile constructive.

Ing. *V. Dan*, ing. *M. Dumitrescu*, ing. *L. Leib* şi ing. *A. Geamănu* : „Introducerea comutaţiei statice la instalaţiile electrodinamice de centralizare". În I.P.A. s-a realizat o instalaţie de centralizare electrodinamică cu elemente statice. Instalaţia s-a conceput pe baza unei logici piramidal geografică şi a principiului siguranţei la defectare (fail-safe), care s-a realizat utilizîndu-se elemente cu transistor şi ferită.

În legătură cu aceste elemente se descrie sumar modul de funcţionare a elementului logic „SI", se definesc valorile semnalului fals şi util şi modul de sortare a transistoarelor şi feritelor.

În încheiere sînt date caracteristicile electrice ale elementelor.

Ing. *D. Negreanu*, ing. *S. Felea*, ing. *M. Duma* şi ing. *V. Cuperman* : „Aparatură pentru telemecanizarea substaţiilor electrice de tracţiune I.T.B." În lucrare se prezintă scopul telemecanizării substaţiilor electrice de tracţiune I.T.B., se expun funcţiunile telemecanice şi volumul, cărora trebuie să le corespundă aparatura de telemecanizare. Se arată considerentele care au dus la soluţia unui dispecerat unic.

Sînt prezentate modul de organizare şi programul de lucru al aparaturii, care lucrează în cod de impulsuri şi este constituită ca o aparatură multifuncţională cu echipament unic pentru postul dispecer.

Se descrie modul de transmitere a informaţiei şi se precizează canalul utilizat. Se analizează modul de realizare a unei siguranţe ridicate în transmisie şi a protejării la perturbaţii.

Ing. *C. Brana* : „Sincronizarea instalaţiei de telemăsură şi telesemnalizare ciclică cu modulaţie în cod de impulsuri TC-4". În comunicare se analizează funcţiile informaţiilor de timp într-o instalaţie cu separarea în timp a informaţiilor.

Se face o comparaţie a diferitelor procedee de sincronizare sub aspectul redondanţei, eficienţei şi rezistenţei la perturbaţii, recomandîndu-se, pentru cazul transmiterii de informaţii tratate, sincronizarea „start-stop" cu divizarea frecvenţei.

Se prezintă o metodă de apreciere a erorii de fază, calculul frecvenţei de repetiţie a impulsului de sinfazare şi calculul duratei impulsului de testare.

Se descrie soluţia de sincronizare adoptată în aparatura ciclică a sistemului de telemecanică în cod de impulsuri TC-4.

Ing. *V. Brana* : „Protecţia la perturbaţii în aparatura de telemecanică cu modulaţie în cod de impulsuri TC-4". Comunicarea prezintă fundamentarea de calcul al metodelor de protecţie la perturbaţii, folosite în sistemul modern de telemecanică în cod de impulsuri TC-4, realizat în I.P.A.

Se prezintă măsurătorile statistice care au stat la baza calculelor şi se fac calcule de echivoc pentru metodele de protecţie cunoscute din realizări similare.

Se justifică soluţia aleasă pentru reducerea echivocului datorit perturbaţiilor din canalul de telecomunicaţie atît pentru aparatura ritmică, cît şi pentru cea aritmică, care, împreună, compun sistemul de telemecanică tip TC-4.

Se prezintă şi se analizează schemele prin care se realizează controalele şi protecţiile propuse în aparatura de telemecanică TC-4.

Dr. Ing. *E. Dealcu* : „Studiul probabilistic al surselor de informaţie telemecanică". În lucrare se prezintă problemele principale ale conducerii telemecanice a proceselor de producţie şi se arată că aprecierea obiectivă a condiţiilor tehnice ale telemecanizării se poate face numai pe baza studiului surselor de informaţie telemecanică.

Se demonstrează caracterul probabilistic al parametrilor surselor de informaţie telemecanică şi se arată că metoda obiectivă de determinare a acestor parametri este analiza statistică a desfăşurării procesului de producţie, respectiv în timp.

Se introduc noţiunile de surse elementare şi complexe de informaţie şi se determină modelul matematic al acestora. Se studiază fluxurile de informaţie telemecanică, date de diferite surse, şi influenţa condiţiilor de exploatare a surselor asupra parametrilor acestor fluxuri.

Pe baza concluziilor teoretice şi formulelor obţinute se determină condiţiile tehnice pentru telemecanizarea staţiilor electrice ale unui sistem energetic dat.

Ing. *M. Duma* : „Consideraţii asupra influenţei unor caracteristici ale proceselor tehnologice telemecanizate asupra unor soluţii tehnice ale aparaturii telemecanice". Se prezintă unele caracteristici principale ale aparaturilor utilizate pentru telemecanizarea unor procese tehnologice ample şi se indică factorii care determină soluţiile tehnice în aceste cazuri.

Se analizează unele probleme noi, care se pun în cazul realizării aparaturilor de telemecanică de tip multifuncţional şi centralizat, insistîndu-se asupra problemelor economicităţii subansamblurilor, priorităţilor şi siguranţei în funcţionare în conexiune cu specificul caracteristicilor procesului tehnologic telemecanizat.

Sesiunea a avut un deosebit succes, comunicările fiind urmărite cu atenţie de un numeros auditoriu care a luat activ parte la dezbateri, prilejuind adîncirea şi lămurirea problemelor şi soluţiilor prezentate.

Acad. *A. Avramescu*

Calculatoarele Honeywell seria 200

Numele Honeywell a devenit cunoscut pentru prima oară în 1885, cînd un inventator american a descoperit o metodă automată pentru a regla un cuptor cu combustibil cărbune. De la acest prim pas în automatică, Honeywell s-a dezvoltat pînă a devenit cea mai mare întreprindere din lume pentru fabricarea echipamentului de automatizare, măsurare şi control, inclusiv calculatoarele. Actualmente, Honeywell include agenţii de vînzare şi reprezentanţi în 52 de ţări, fabrici în S. U. A., Anglia, Franţa, Germania, Olanda, Japonia, Mexic şi Brazilia, peste 50 000 salariaţi şi 14 000 produse diferite.

Cea mai mare fabrică Honeywell în afara S. U. A. este fabrica Newhouse de lîngă Glascow-Scoţia, unde se realizează toată producţia de calculatoare pentru Europa.

Primul calculator Honeywell a fost Datamatic 1000, unul dintre primele calculatoare reuşite cu memorie magnetică şi care s-a livrat pentru prima oară în 1955. Au urmat sistemele cu comutaţie statică H800, H400 şi H1400, între 1958 şi 1963. A treia generaţie formînd seria 200 şi care a cuprins şase modele a fost produsă din 1964, începînd cu modelul 200. Modelul H-120, cel mai mic din această familie, a urmat în 1965 şi apoi în 1966, N-1200 şi H2200. Primul H-4200 va fi livrat în acest an, iar primul 8200, în 1968. Actualmente, în întreaga lume sînt în funcţiune aproximativ 2 000 de instalaţii din seria 200.

Caracteristicile principale ale sistemului din seriile 200 sînt : modularitatea, permiţînd o amplificare uşoară a sistemelor ; compatibilitatea programelor pentru toate seriile şi compatibilitatea elementelor periferice pentru toate cazurile.

În tabela alăturată sînt comparate caracteristicile primilor cinci membri ai familiei echipamentului central :

Model	Capacitatea memoriei	Ciclul pe caracteristică	Operaţii simultane	Media instrucţiunilor pe secundă	Numărul de legături, intrare–ieşire
H120	2– 32 K	3 ns	2–3	15 000	3–8
H200	4– 65 K	2 ns	3–4	25 000	8–16
H1200	16–131 K	1,5 ns	4	35 000	16
H2200	16–262 K	1 ns	4–8	50 000	16–32
H4200	32–512 K	0,188 ns	4–16	250 000	32–64

Costul configuraţiilor tipice variază de la aproximativ 45 000 £ pentru modelul H120 mic cu trei unităţi magnetice pînă la peste 500 000 £ pentru un H4200.

Se cuprind următoarele secţiuni logice în unitatea centrală : memorie principală ; memorie de control cu mare viteză ; control I/O ; unitate aritmetică şi unitate de alimentare şi control.

Ciclurile memoriei principale sînt distribuite automat între unitatea centrală şi canalele citire/scriere pentru a stabili posibilităţi de transfer de informaţii între memorie şi echipamentele periferice. Datorită acţiunii memoriei de control cu timp de acces de 125 nanosecunde (H4200), numai un ciclu al memoriei principale este ocupat în transferul unui caracter în şi afară din memoria principală. Informaţiile întrebuinţează caractere cu şase-bit în înregistrări cu orice lungime dorită. Modelele 4200 şi 8200 pot, de asemenea, funcţiona întrebuinţînd cuvinte de 24 bit. Orice locaţie de caractere este adresabilă cu o adresă directă, indirectă sau cu index. Instrucţiunile cuprind operaţii cod, adresă A, adresă B şi variante. Instrucţiunile sînt de lungime variabilă.

Toate echipamentele centrale au intrări/ieşiri şi calcule simultane, precum şi întrerupere automată. Dispozitiv cu punct mobil este disponibil cu H1200 şi pentru modele mai mari.

Orice unitate periferică din seria 200 poate fi conectată la oricare echipament central din seriile 200, prevăzut cu o unitate de control adecvată. Dispozitivele de intrare-ieşire cuprind cartele perforate, benzi perforate, memorii magnetice, tambure, discuri fixe şi interşanjabile, documente M. I. C. R., documente O.C.R., imprimatoare, maşini de scris, pupitre cu chei, cititori, butoane, terminale pentru transmiteri de informaţii, afişare vizuală şi mesaje auditive. Toate unităţile periferice importante sînt proiectate şi fabricate de Honeywell. Una dintre realizările cele mai importante din dispozitivele Honeywell este memoria magnetică lucrînd în vacuum. Inventată de Honeywell în 1958, această metodă elimină contactele cu pelicula de oxid, cu excepţia la capătul de citire/scriere, rezultînd o excepţională siguranţă în funcţionare şi o durată lungă. O deosebită atenţie a fost dată de Honeywell pentru a dezvolta şi a livra împreună cu echipamentul şi a metodelor de lucru. Limbajul simbolic general pentru programare este Easycoder. După cum rezultă din denumire este usor de învăţat şi cu toate acestea cuprinzător în ce priveşte domeniul şi posibilitatea de instrucţii. Se pot întrebuinţa şi Cobol şi Fortran şi aplica chiar şi pe configuraţiile mici. Pentru a doua generaţie de sisteme s-au prevăzut traduceri. Unele dintre ele sînt complet automate. Un sistem de intabulare asigură o transformare uşoară pentru calculator.

Sistemele de operaţii sînt prevăzute pentru toate configuraţiile în cadrul următor :

de bază :	sisteme mici	model II	model II extins :	sisteme mari
model I :	sisteme medii	model 8	:	sisteme foarte mari

Aceste sisteme asigură o automatizare a lucrului la niveluri variabile prin combinarea programelor utilizatorului, rutinele, limbajul unităţii, programele monitor după puterea sistemului şi cerinţele programatorului. Ele preiau şi sarcina unor cerinţe de multiprogramare şi de transmiteri de informaţii. Este disponibilă o gamă de posibilităţi pentru aplicaţii ştiinţifice incluzînd rutine matematice, teoria simulării, programare liniară şi analiza de reţele.

Experienţa vastă a aproximativ 2 000 de clienţi al lui Honeywell în numeroase şi diferite industrii este colectată şi analizată de către specialiştii în concepţii de la Honeywell pentru a da posibilitatea noilor utilizatori să beneficieze de această înmagazinare de experienţe. Programe bine documentate şi adaptabile sînt disponibile pentru diferite aplicaţii speciale industriale : controlul producţiei ; sisteme de inventar ; supravegherea comenzilor ; transportul ; alocaţii pentru transport de personal ; imprimarea de ziare ; finanţe şi bănci ; asigurări viajere ; utilităţi publice (gaz, electricitate etc.) ; personal.

Aplicarea acestor informaţii duce la economii importante în sistemele de la clienţi şi lucrărilor de programare.

Honeywell este în prima linie a dezvoltării aplicării de noi calculatoare, în special în timp real.

Sisteme de comunicaţie cu terminale multiple, operaţii bancare on-line, sisteme cu ieşiri audio şi video sînt numai cîteva exemple de asemenea sisteme instalate de Honeywell. Scopul lui Honeywell fabricînd familia de calculatoare din seriile 200 a fost să creeze un mijloc puternic şi flexibil pentru a soluţiona problemele moderne de prelucrare a datelor.

Cu aceste cerinţe în vedere, vom rezuma cele mai importante avantaje în întrebuinţare ale seriilor 200 :

concepţie modulară atît în ceea ce priveşte realizarea fizică, cît şi a întrebuinţării ; compatibilitatea în întregul domeniu de la configuraţii mici la cele mari, atît în ceea ce priveşte realizarea fizică, cît şi a concepţiei ; performanţe excepţionale faţă de preţul de cost ; toate elementele componente sînt concepute şi fabricate de Honeywell pentru a se obţine performanţe optime, aspect estetic şi se asigură un serviciu pentru clienţi ; posibilitate de extindere în adăugiri succesive mici pentru a se obţine dezvoltarea sistemelor ; sistem de programare simplu, combinat cu un sistem de operaţii adecvat configuraţiei ; prelucrarea informaţiilor prin caracter e în sistemele mici şi medii şi prin caractere sau cuvinte în sistemele mari ; programarea independentă în Cobol sau Fortran, chiar în configuraţii mici ; traduceri eficiente disponibile pentru programe ale generaţiei a doua de calculatoare ; o bază experimentală vastă, obţinută la miile de instalaţii Honeywell în exploatare.

INSTITUTUL NAȚIONAL ITALIAN PENTRU COMERȚ CU STRĂINĂTATEA

ROMA (I. C. E.)

organizează o expoziție industrială

«ITALIA PRODUCE»

în perioada 22 iunie—2 iulie 1967

în Pavilionul Central din cadrul Complexului de Expoziții din Piața Scînteii, nr. 1, București

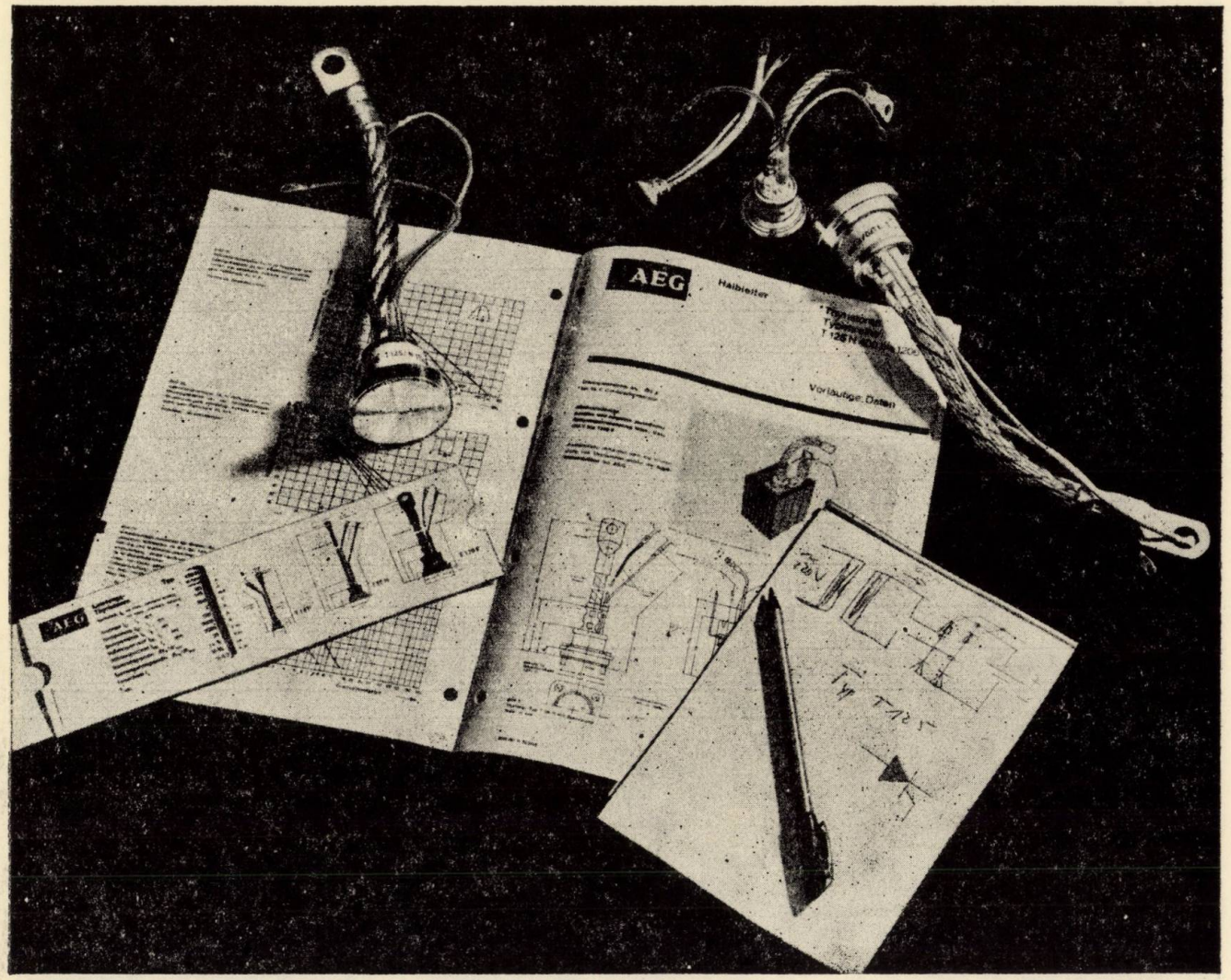
Sînt prezentate:

- frigorifere și bucătării electrice;
- aparataje electrice;
- comenzi pentru protecții electrice;
- aparataje telefonice;
- aparate electrocasnice;
- televizoare;
- ceasuri cu citire directă;
- brice și depilatoare electrice;
- pompe;
- electrocompresoare;
- grupuri electrogene;
- cabluri electrice.

Vizitarea zilnic între orele 10-13 și 15-19

Informații la secretariatul expoziției, care funcționează permanent între orele 10 și 19, telefon : 184822

Vă invităm să vizitați expoziția!



Documentare care ar trebui să o aveți și D-voastră!

AEG

5344 RM

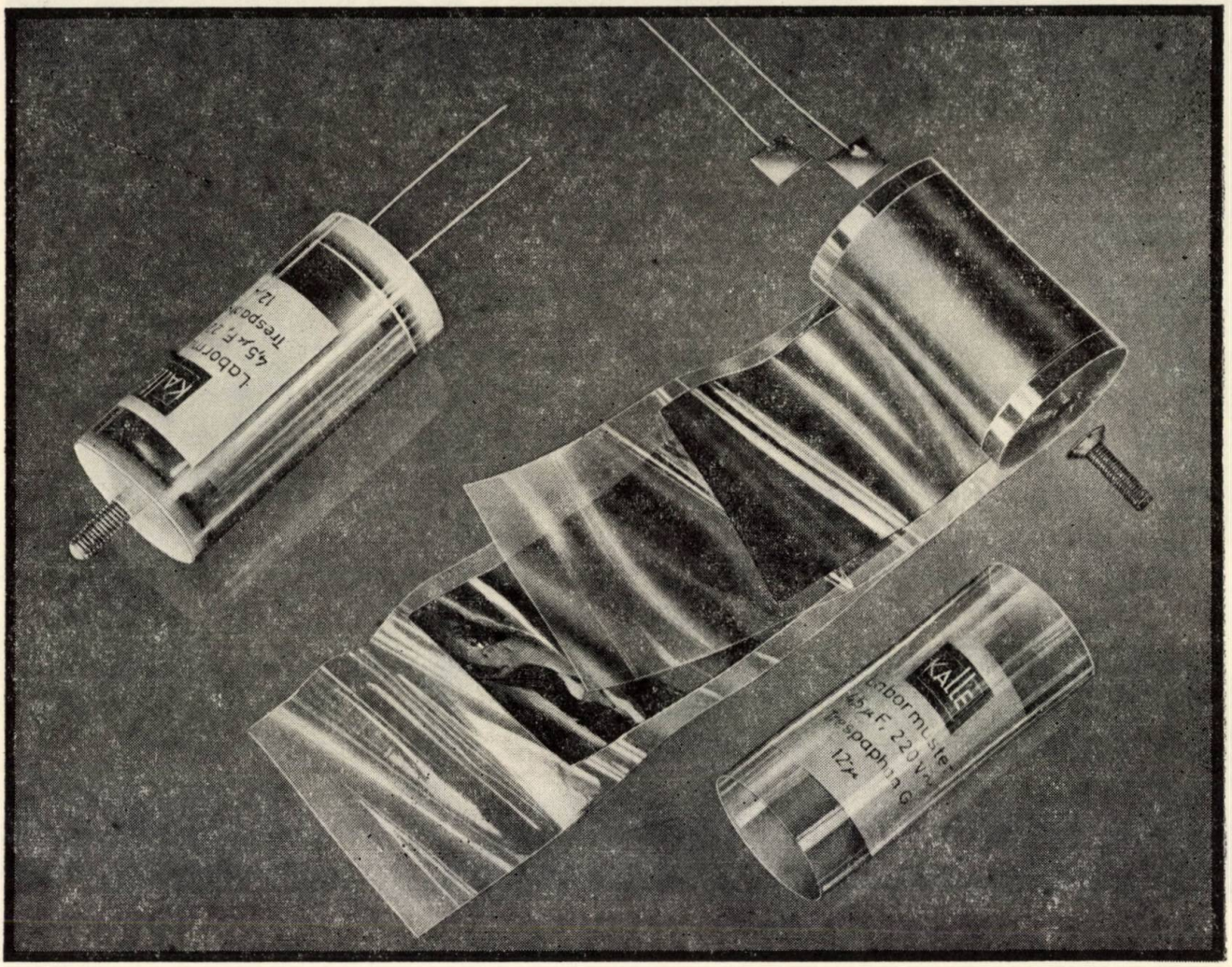
Thyristori sunt redresoare cu siliciu reglabile cari comandă și reglează procese tehnice.
Dacă în trecut această problemă cerea ample mijloace tehnice, astăzi soluția cu Thyristori este în majoritatea cazurilor mai simplă, mai sigură în exploatare si mai economică.
Sute de mii de Thyristori AEG s'au afirmat în toată lumea în industrie, transporturi și comunicații precum și în intreprinderi de producție de energie.
Largul program de tipuri AEG Vă dă posibilitatea să găsiți Thyristor-ul AEG cel mai potrivit pentru aplicația dorită.
Ne-ar bucura să Vă putem trimite documentarea necesară lucrărilor de proiectare sau informației D-voastră.
Vă rugăm să ne scrieți cerînd:
catalogul nostru „Thyristoren"
publicațiile noastre
„Wechselrichter mit Thyristoren"
„Batterieladegeräte"
„Batterieformiergeräte"
„Gleichrichtergeräte".

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT
AEG-TELEFUNKEN

Allgemeine Elektricitäts-Gesellschaft
AEG-Telefunken
Bereich Export
Frankfurt/Main
Bundesrepublik Deutschland

Foi de bună calitate ✻
de la o fabrică cu renume:

Izolații Kalle pentru condensatoare



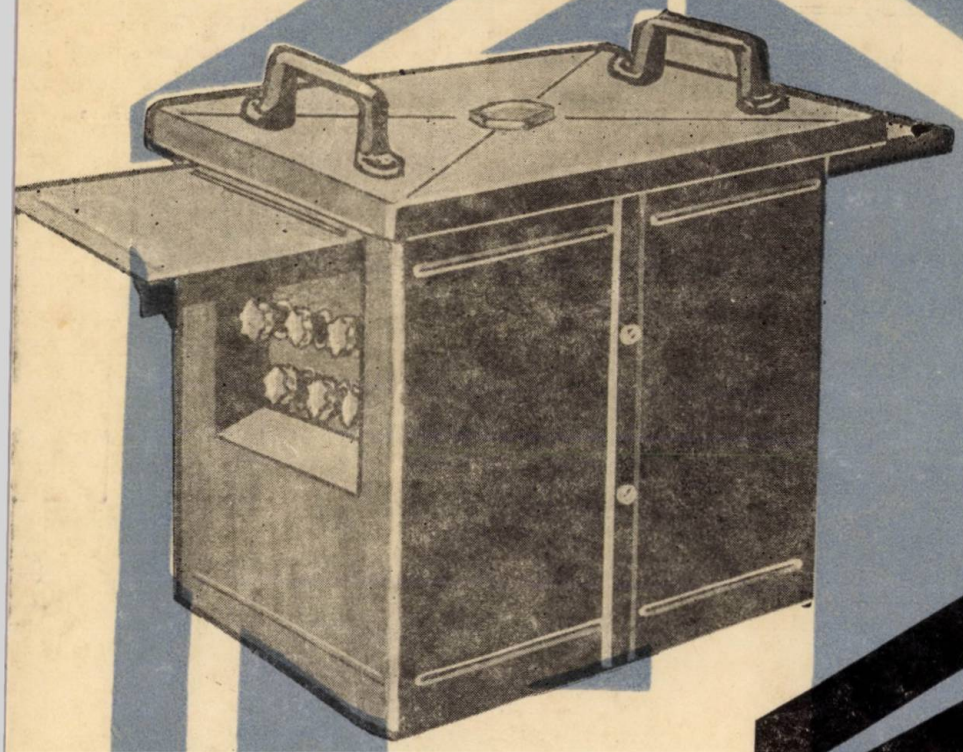
Condensatorul de probă reprezentat în figură a fost prezentat în cadrul expoziției de la Tîrgul din Hanovra din 1966. Asemenea condensatoare se realizează zilnic în diferite forme în laboratorul secției noastre de aplicații tehnice. Condensatoarele sînt încercate la rezistența de străpungere, li se măsoară caracteristicile dielectrice și sînt încercate săptămîni de-a rîndul la temperaturi înalte. In felul acesta se determină modul în care materialul nostru izolant al probei corespunde, de exemplu, pentru fabricația condensatoarelor. In acest scop avem un laborator cu mașini de înfășurat, cu aparate de încercat la tensiuni înalte, cu dispozitive pentru încercări climatice, cu instalații de impregnare prin vid și punte de măsură, cu garnitură de încercare cu mică și dispozitive de înregistrare. Cu ajutorul acestor utilaje tehnice ne este posibil să venim în ajutorul clienților și celor interesați.

Kalle Aktiengesellschaft · 6202 Wiesbaden-Biebrich, Rheingaustraße 190/196 — Se livrează în Republica Socialistă Romania prin MASINIMPORT, B-dul Dacia, nr. 13 (Str. M. Eminescu), București

Informați-vă la ✻ **KALLE** **atunci cînd aveți nevoie de foi**

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

Electrotehnica



Transformator de sudură portabil tip TASP — 2

Ideal pentru lucrări de montaj, întreținere etc.

Alimentare: 220 V, 50 Hz, max 50 A cu o priză pentru — 10%

Curent de sudură: 30—150 A, în 5 trepte fixe, adaptate electrozilor cu diametrul de la 1,5 mm la 4 mm

Caracteristica statică puternic căzătoare

$$\left(\frac{I_n}{I_k} = 1{,}2 \div 1{,}3\right)$$

Tensiunea secundară de mers în gol: 59—67 V, tensiunile mari corespunzînd treptelor mici

Pierderi în gol: 40—50 W

Durata activă: DA = 15%

Dimensiuni de gabarit: 380 × 350 × 470

Greutatea: 37 kg

Obloanele rabatabile

M.I.C.M.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

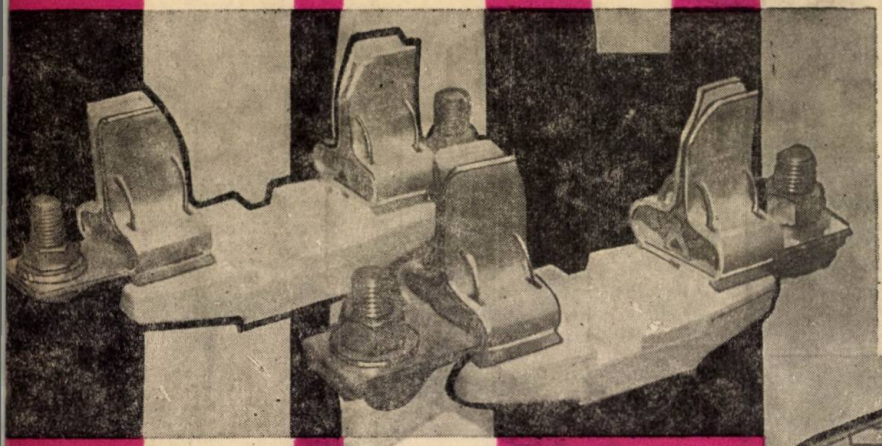
ICPE

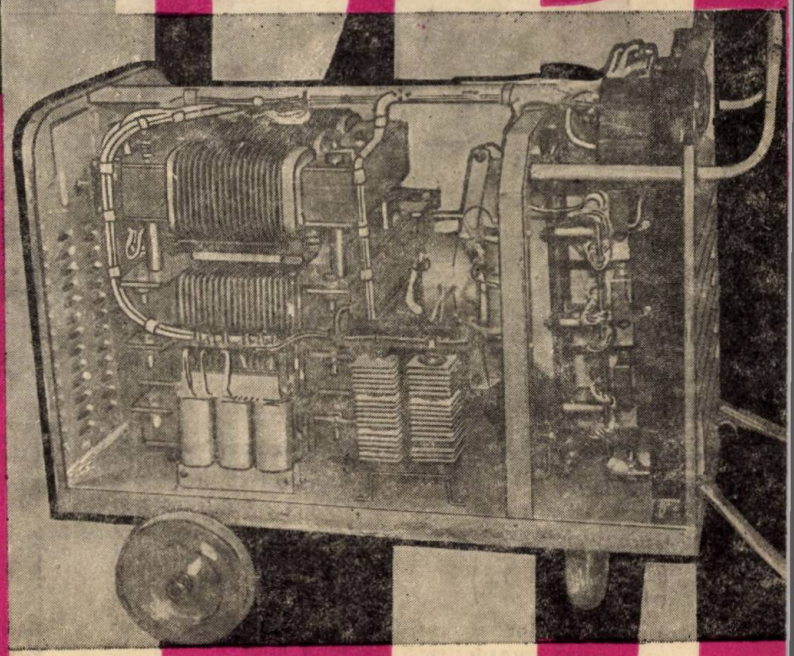
Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'Industrie Électrotechnique



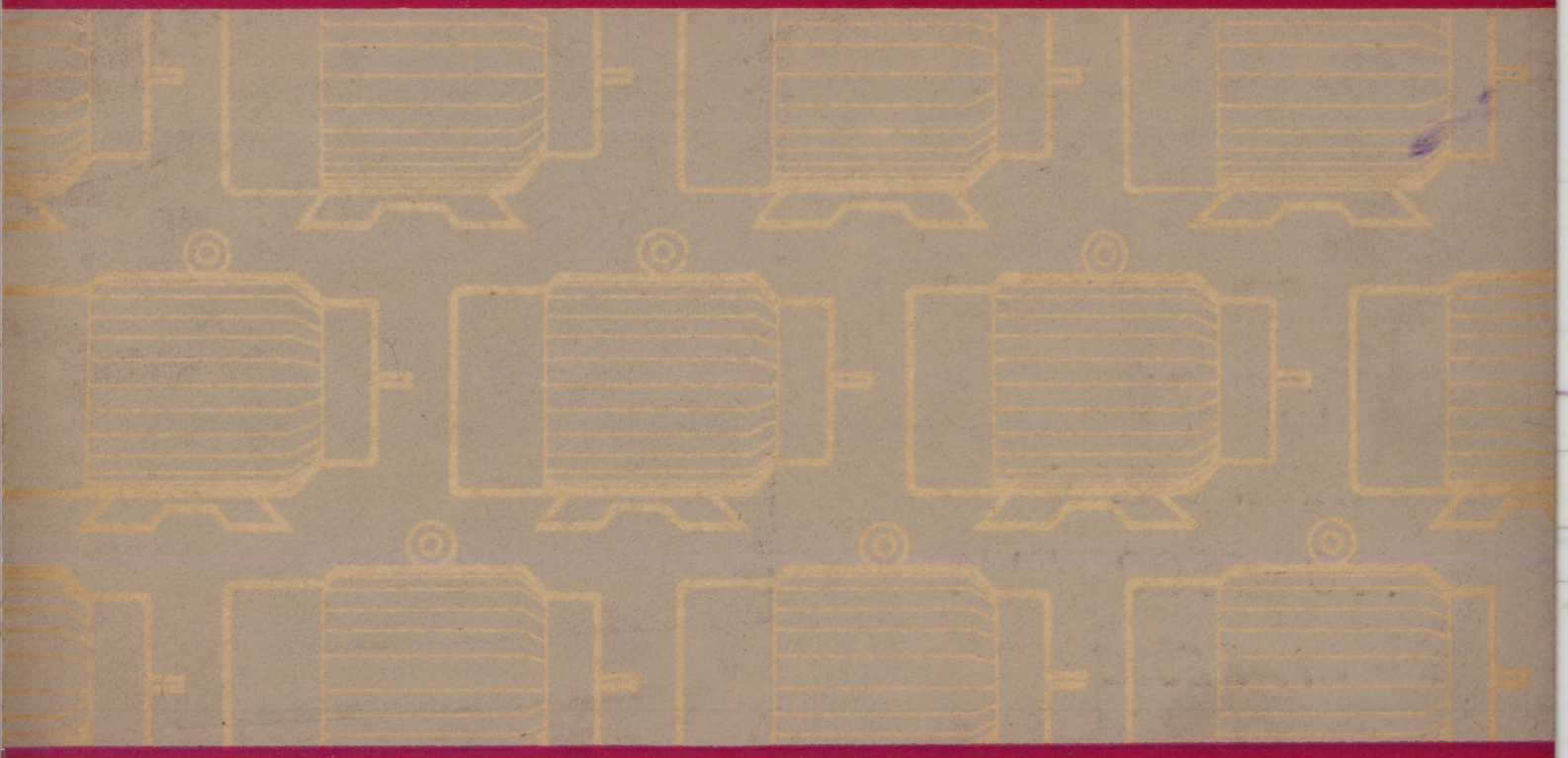


PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZARII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

E 2040

ELECTROTEHNICA

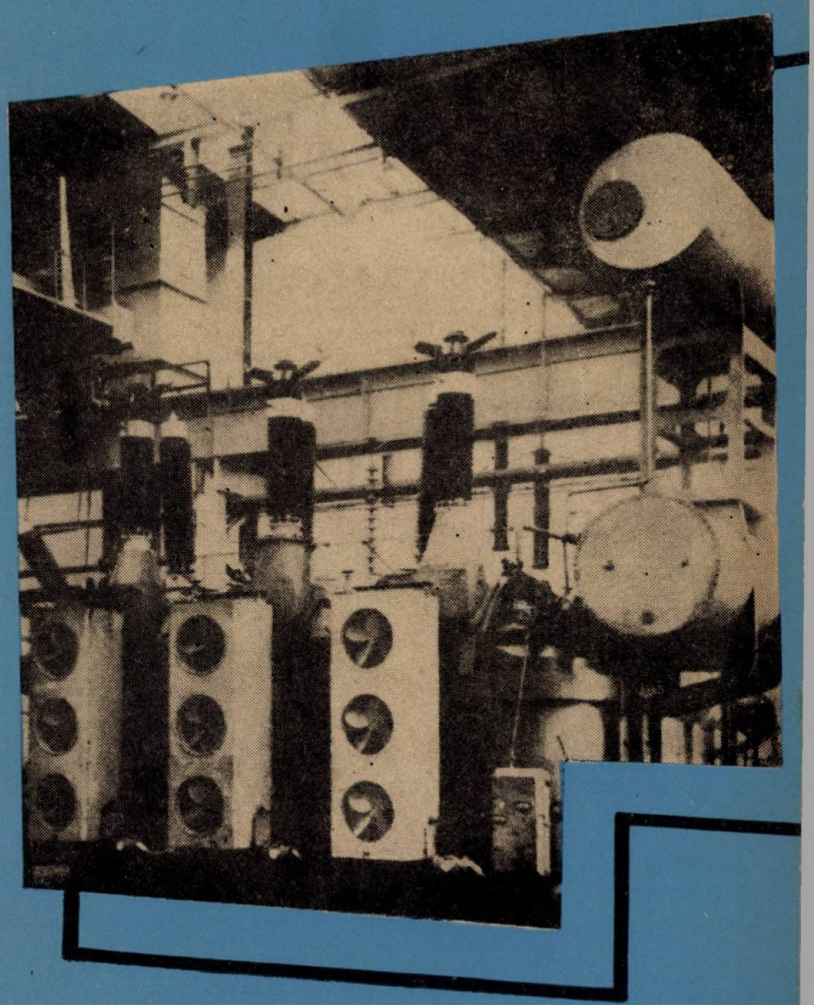


ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 15 • Nr. 7 • IULIE 1967

7

Uzinele ELECTROPUTERE Craiova

FABRICĂ :



TRANSFORMATOARE
TRIFAZATE
DE PUTERE
100 - 1600 KVA
SI PESTE

CERETI DE LA UZINA CONSTRUCTOARE CATALOGUL
NOU APARUT IN CARE SINT CUPRINSE TOATE
TIPURILE FABRICATE

* ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT * 1883

ELECTROTEHNICA

Anul 15 Nr. 7, p. 233—276 iulie 1967

CUPRINS

CZ 537.222.1 :517.948.32 :621.3.011.5

Linkovski, J. : **Rezolvarea problemelor de electrostatică prin metoda ecuațiilor integrale de ordinul întîi.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, iulie 1967, p. 233—235

Se expune o metodă de aproximație care permite să se rezolve cu o bună exactitate problema repartiției sarcinii electrice pe conductoare, cînd se cunoaște sarcina totală sau potențialul conductorului. Metoda prezintă avantajul că poate fi aplicată pentru conductoare de aproape orice formă.

În acest scop se utilizează metoda ecuațiilor integrale de ordinul întîi.

CZ 621.314.27 : 621.314.632

Șofan, E. : **Premise tehnice privind realizarea convertoarelor de frecvență cu tiristoare pentru aplicații CIF.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, iulie 1967, p. 235—242

Se justifică oportunitatea variației după voie în mod continuu și sub sarcină atît a tensiunii, cît și a frecvenței de ieșire a convertoarelor de frecvență pentru încălzirea prin inducție a metalelor și aliajelor — condiție îndeplinită de convertoarele de frecvență cu tiristoare. De asemenea, se examinează alegerea celei mai convenabile variante de convertor pentru faza incipientă a asimilării acestui utilaj. În scopul acesta se face și o analiză comparativă între performanțele posibile a două variante de bază, care diferă prin modul de variație a tensiunii la frecvență dată : 1) la durată constantă a impulsului și amplitudine variabilă ; 2) la amplitudine constantă a impulsului și durată variabilă. În articol se recomandă ca fiind mai indicată prima variantă.

CZ 621.313.047.4.001.5

Neuberger, J. : **Unele aspecte privind studiul microscopic al structurii periilor pentru mașini electrice.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, iulie 1967, p. 243—253

S-a efectuat un studiu sistematic al microstructurii unui mare număr de perii electrice de fabricație străină și românească. S-au urmărit : identificarea constituenților principali ai materialului și evaluarea proporției lor relative, observarea granulației componenților, porozitatea și eventuala anizotropie structurală a periilor și s-au făcut determinări de microduritate a diferiților componenți. Se descrie tehnica experimentală. Se prezintă unele considerații privind influența diferiților factori structurali asupra caracteristicilor tehnice ale periilor. Pe baza studiului microscopic întreprins se propune o clasificare a mărcilor pe perii după criterii structurale și se compară această clasificare cu alte clasificări propuse în literatura de specialitate.

DISCUȚII

Electrotehnica **15**, nr. 7, iulie 1967, p. 254—256

CZ 621.317.431'2 : 621.317.733.025.1

Szabo, W. : **Determinarea pierderilor magnetice prin metoda punții în curent alternativ.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, iulie 1967, p. 256—263

Se prezintă metoda punții în curent alternativ pentru măsurări magnetice și stadiul actual al cercetărilor în acest domeniu. În continuare se studiază cîteva aspecte teoretice privind utilizarea punților pentru măsurări la inducții mari și precizia acestora. Într-o anexă a lucrării se prezintă expresiile pierderilor magnetice în tole la o magnetizare în cîmp alternativ.

CZ 681.323.055/57

Rothman, A. : **Calculatorul matricial.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, iulie 1967, p. 264—271

Calculatorul matricial este un dispozitiv de calcul de tip analitic pentru rezolvarea tuturor problemelor formulate prin matrice. Se arată principiul și aplicațiile sale.

RECENZII ● REFERATE ● CRONICĂ ● SCURTE ȘTIRI

Abonați-vă la reviste:
CONSTRUCȚIA DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 537.222.1 : 517. 943.32 : 621.3.011.5

Линковски, Ж.: **Разрешение электростатических проблем методом интегральных уравнений первого порядка;**
Electrotehnica **15**, nr. 7, июль 1967, стр. 233–235

Описывается метод приближения, позволяющий разрешить с хорошей точностью вопрос распределения электрических нагрузок на проводниках, в случае, когда известна общая нагрузка или потенциал проводника. Преимущество метода состоит том, что его можно применять для проводников почти любой формы. Для этой цели применяется метод интегральных уравнений первого порядка.

ДК 621.314.27 :621.314.632

Шофан, Е.: **Технические предпосылки по осуществлению преобразователей частоты с тиристорами для CIF.**
Electrotehnica **15**, nr. 7, июль 1967, стр. 235–242

Подтверждается пригодность вариации непрерывным способом и под нагрузкой как напряжения, так и частоты выхода преобразователей частоты для нагрева путем индукции, металлов и сплавов — условие, выполняемое преобразователями частоты с тиристорами. Обсуждается также выбор наиболее подходящего варианта преобразователя для начальной фазы освоения этого оборудования. Для этой цели проводится сравнительный анализ двух основных вариантов, отличающихся между собой способом вариации напряжения при данной частоте: (1) при постоянной длительности импульса и переменной амплитуде; (2) при постоянной амплитуде и переменной длительности. Статья рекомендует первый вариант.

ДК 621.313.047.4.001.5

Нейбергер, Ж.: **Некоторые вопросы, касающиеся микроскопического исследования структуры щеток для электрических машин.**
Electrotehnica **15**, nr. 7, июль 1967, стр. 243–253

Проведено систематическое исследование микроструктуры ряда электрических щеток, заграничного и румынского производства. Исследования были посвящены: идентификации основных составных частей материала и оценке их относительной пропорции, наблюдению за грануляцией компонентов, пористостью и возможной структуральной анизотропией щеток, определяя микротвердось различных компонентов. Описывается экспериментальная техника. Излагаются некоторые соображения относительно влияния различных структуральных факторов на технические характеристики щеток. На основе проведенного микроскопического исследования предлагается классификация марок щеток по структуральным критериям, сравнивая эту классификацию с другими классификациями, предлагаемыми в технической литературе.

ДИСКУССИИ
Electrotehnica **15**, nr. 7, июль 1967, стр. 254–256

ДК 621.317.431/2 : 621.317.733.025.1.

Сабо, В.: **Определение магнитных потерь мостовым методом измерения на переменном токе.**
Electrotehnica **15**, nr. 7, июль 1967, стр. 256–263

Описывается мостовой метод на переменном токе для магнитных измерений и актуальная стадия исследований в данной области. В продолжении изучаются некоторые теоретические вопросы, касающиеся применения мостов для измерений при высоких индукциях и их точность. В приложении к данной работе приводятся выражения магнитных потерь в листовой стали при намагничивании в переменном поле.

ДК 681 323.055/57

Ротман, А.: **Матричная счетная машина.**
Electrotehnica **15**, nr. 7, июль 1967, стр. 264–271

Матричная счетная машина представляет собой вычислительное устройство аналитического типа для разрешения всех проблем, сформированных при помощи матриц. Описывается принцип и возможности применения.

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ ● ХРОНИКА ● КРАТКИЕ ИЗВЕСТИЯ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 537.222.1 :517.948.32 :621.3.011.5

Linkowski, I.: **Lösung der elektrischen Probleme durch die Methode der Zentralgleichungen ersten Grades.**
Electrotehnica **15**, H. 7, Juli 1967, S. 233–235

Man zeigt eine Annäherungsmethode, die es ermöglicht mit genügender Genauigkeit die Verteilung der elektrischen Last auf den Leitern zu bestimmen, falls die Gesamtlast oder das Potential des Leiters bekannt ist. Die Methode hat den Vorteil, bei Leitern fast jeder Querschnittsform angewendet zu werden. Zu diesem Zweck verwendet man die Methode der Integralgleichungen ersten Grades.

DK 621.314.27 : 621.314.632

Şofan, E.: **Technische Voraussetzungen zur Verwirklichung der Frequenzwandler mittels Thyristoren für CIF — Anwendungen.**
Electrotehnica **15**, H. 7, Juli 1967, S. 235–242

Erwiesen wird die Zweckmässigkeit, bei den Frequenzwandlers zur Induktionserwärmung der Mettalle und Legierungen sowohl die Spannung als auch die Ausgangsfrequenz ständing und unter Last nach Wunsch zu ändern, eine Bedingung, die von den Frequenzwandlern mit Thyristoren erfüllt wird. Ferner wird die Wahl der günstigen Wandlerart für das Anfangsstadium bei der Assimilierung dieses Apparates geprüft. Zu diesem Zweck wird auch eine vergleichende Untersuchung vorgenommen zwischen den möglichen Leistungen zweier Grundvariationen, welche sich durch die Art der Spannungsänderung bei gegenbener Frequenz von einander unterscheiden : 1) bei konstanter Dauer des Impulses und veränderlichen Amplitude ; 2) bei konstanter Amplitude des Impulses und veränderlicher Dauer.

Im Aufsatz wird die erste Variante als passender anempfohlen.

DK 621.313.047.4.001.5

Neuberger, J.: **Einige Gesichtspunkte bzgl. der mikroskopischen Untersuchungen der Bürstenstruktur bei elektrischen Maschinen.**
Electrotehnica **15**, H. 7, Juli 1967, S. 243–253

Es wurde ein systematisches Studium der Mikrostruktur einer grossen Anzahl elektrischer Bürsten fremder und rumänischer Fabrikation vorgenommen. Verfolgt wurden : die Feststellung der Hauptbestandteile des Materials und die Schätzung ihres relativen Verhältnisses, die Beobachtung der Kornzusammensetzung der Bestandteile, die Porosität und die eventuelle strukturelle Anisotropie der Bürsten. Dann wurde die Bestimmung der Mikrohärtegrade der verschiedenen Bestandteile vorgenommen.

Es wird die Versuchstechnik beschrieben. Dann folgen gewisse Gesichtspunkte bzgl. des Einflusses der verschiedenen strukturellen Faktoren auf die technische Eigenschaften der Bürsten. Auf Grund des unternommenen mikroskopischen Studiums wird eine Einteilung der Bürstensorten nach strukturellen Kriterien vorgeschlagen, wobei diese Einteilung mit anderen, von der Fachliteratur vorgeschlagenen Klassifizierungen verglichen wird.

DISKUSSION
Electrotehnica **15**, H. 7, Juli 1967, S. 254–256

DK 621.317.413/2 : 621.317.733.025.1

Szabo, W.: **Die Bestimmung der magnetischen Verluste durch die Methode der Wechselstrombrücke.**
Electrotehnica **15**, H. 7, Juli 1967, S. 256–263

Beschrieben wird die Wechselstrombrücke für magnetische Messungen und denjetzigen Stand der Forschungen auf diesem Gebiet gezeigt. Ferner behandelt man einige theoretische Gesichtspunkte bzgl. der Anwendung der Brücken zur Messung bei grossen Induktionen sowie die Genauigkeit bei diesen Messungen. In einem Anhang der Arbeit werden die magnetischen Verluste im Blechen bei einer Magnetisierung im Wechselfeld angegeben.

DK 681.323.055/57

Rothman, A.: **Der matriziale Rechner.**
Electrotehnica **15**, H. 7, Juli 1967, S. 264–271

Der matriziale Rechner ist eine Rechenvorrichtung analytischer Art zur Lösung aller durch Matrizen angegebenen Aufgaben. Gezeigt werden seine Prinzip und die Anwendungen.

BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE ● CHRONIK ● KURZNACHRICHTEN

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1885

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 7 Bucureşti, iulie 1967

Rezolvarea problemelor de electrostatică prin metoda ecuaţiilor integrale de ordinul întîi

Jozef Linkovski — Moscova

CZ 537.222.1 : 517.948.32 : 621.3.011.5

Problema privind stabilirea repartiţiei sarcinii electrice pe conductoare de diferite forme introduse în vid reprezintă una dintre problemele principale ale electrostaticii.

Pentru conductoarele plane, cilindrice şi liniare de lungime infinită, precum şi pentru suprafeţele simplu conexe (cu o serie de restricţii), au fost elaborate metode de aproximaţie (cu o precizie acceptabilă) pentru soluţionarea acestei probleme, metode bazate pe o rezolvare cu aproximaţie a ecuaţiilor integrale, liniare, de ordinul al doilea [1]. Într-o serie de cazuri poate fi folosită cu eficacitate metoda parametrică — vectorială [1].

În cele ce urmează se va examina o metodă de aproximaţie (cu o precizie acceptabilă) care poate servi aproape pentru orice conductoare, de exemplu: conductoare liniare care nu sînt plane, conductoare de forma unei suprafeţe multiplu conexe, cu o singură restricţie, şi anume, aceea că la aceste conductoare densitatea liniară sau densitatea de suprafaţă a sarcinii să nu devină în nici un punct infinită.

Această metodă se bazează pe faptul fundamental că problema poate fi redusă la soluţionarea unor ecuaţii integrale liniare de ordinul întîi cu membrul al doilea constant.

Se va examina una dintre cele mai simple ecuaţii integrale ale electrostaticii.

Pentru soluţionarea acestei ecuaţii se pot folosi algoritme de aproximaţie eficiente chiar în cazul cînd descrierea analitică a formei conductoarelor prezintă dificultăţi; aceste algoritme, în fond, se reduc la soluţionarea sistemului de ecuaţii algebrice liniare, pentru care sînt elaborate programe standardizate pentru maşinile de calculat.

Acest fapt prezintă mari perspective pentru soluţionarea unor probleme grele ale electrostaticii.

În afară de metoda ecuaţiilor integrale se poate folosi şi metoda de discretizare a problemei, care se reduce la înlocuirea distribuţiei continue a sarcinii electrice, prin sistemul sarcinilor punctiforme, prin găsirea acestor sarcini şi prin distribuirea lor ulterioară pe suprafaţa conductorului după o regulă oarecare. În acest caz drept date iniţiale trebuie determinate numai distanţele reciproce ale sarcinilor punctiforme fictive.

Într-o serie de cazuri această metodă prezintă un mare interes, deoarece se poate executa soluţionarea pe un model de conductor, fără să fie necesare descrieri analitice dificile ale formei corpurilor conductoare care se pot întîlni în tehnică.

1. Metoda ecuaţiilor integrale liniare de ordinul întîi

După cum se ştie, soluţionarea unică a problemelor privind electrostatica se obţine cînd este dat potenţialul U al conductorului sau cînd este dată mărimea totală a sarcinii q transmise conductorului.

Pentru conductoarele limitate, cu suprafaţa finită S_1, există relaţia:

$$\frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\int_{S_1}\frac{\sigma(Q)}{r(P,Q)}\,dS = U\,; \quad P, Q \in S_1, \qquad (1)$$

în care $r(PQ)$ este distanţa dintre punctele P şi Q ale suprafeţei S_1, iar ε_0 este permitivitatea vidului. Cînd este dat potenţialul U, corespunzător densităţii de suprafaţă a sarcinii $\sigma = \frac{dq}{dS}$ se va obţine ecuaţia integrală liniară de ordinul întîi cu nucleul $K(P,Q) = \frac{1}{r(P,Q)}$.

În acest caz din determinarea fizică a problemelor electrostaticii se cunoaşte că există o singură funcţie σ.

Această ecuaţie prezintă interes prin faptul că, deşi membrul al doilea al ecuaţiei este

constant, ea este satisfăcută în toate punctele $P \in S_1$, deşi la combinarea punctului P cu punctul Q nucleul ei are o discontinuitate.

În prezent soluţionarea cu precizie a ecuaţiei (1) se poate obţine numai în cazuri limitate, de aceea prezintă interes metoda rezolvării cu aproximaţie a problemei.

În acest caz se poate folosi metoda de înlocuire a integralei de suprafaţă cu o sumă finită. În acest scop se împarte suprafaţa S_1 în n porţiuni (n este un număr mare), fiecare cu suprafaţa ΔS_i; $(i = 1, 2, \ldots, n)$.

Se ia apoi cu totul arbitrar în fiecare element de suprafaţă un punct oarecare într-un centru convenţional P_i al elementului. În metoda aproximativă densitatea de suprafaţă a sarcinii se adoptă ca fiind constantă în orice punct al elementului şi se notează cu σ_i; $(i = 1,2,\ldots,n)$.

Se va introduce în ecuaţia (1): $P = P_i$; $(i = 1,2, \ldots, n)$.

Se obţine:

$$\int_{S_1} K(P_i, Q)\,\sigma(Q)\,\mathrm{d}S = U;\ i = 1,2,\ldots,n, \quad (2)$$

Apoi se înlocuieşte integrala de suprafaţă (1) cu suma finită:

$$\sum_{j=1}^{n} K(P_i, P_j)\,\sigma(P_j)\,\Delta S_j = U + R_i;\ i = 1,2,\ldots,n, \quad (3)$$

în care R_i este eroarea datorită înlocuirii, iar valoarea nucleului $K(P_i, P_j)$ nu se calculează în punctul P_i, ci într-un punct vecin şi se adoptă:

$$K(P_i, P_j) = K(P_i, P_i^*),$$

unde punctul P_i^* se află destul de aproape de punctul P_i.

Lăsînd de-o parte din sistemul (3), pe R_i se va obţine soluţia aproximativă $\tilde{\sigma}_i = \tilde{\sigma}(P_i)$ corespunzătoare soluţiei $\sigma(P_i)$ în punctele P_1, $P_2, \ldots, P_n$ din sistemul liniar de ecuaţii algebrice:

$$\sum_{j=1}^{n} K(P_i, P_j)\,\tilde{\sigma}(P_j)\,\Delta S_j = U;\ i = 1,2,\ldots,n, \quad (4)$$

în care membrul al doilea este constant şi egal cu U.

Rezolvarea sistemului (4) se poate face cu ajutorul formulei lui Cramer:

$$\tilde{\sigma}_j \equiv \tilde{\sigma}(P_j) = D_j/D;\quad j = 1, 2, \ldots, n, \quad (5)$$

în care D este determinantul sistemului şi se presupune că este diferit de zero.

Practic, sistemul poate fi rezolvat cu ajutorul unei metode de algebră liniară, de exemplu, cu ajutorul metodei lui Gauss.

Astfel, în metoda expusă, densitatea superficială a sarcinii se construieşte sub forma unor coloane de o înălţime diferită în elementele separate ale suprafeţei.

În locul potenţialului U, într-o serie de cazuri, poate fi dată sarcina q transmisă conductorului. În acest caz calculul se face cu ajutorul formulelor (5), care dau variaţia liniară a lui $\tilde{\sigma}_j$ în funcţie de U:

$$\tilde{\sigma}_j = \alpha_j\, U,$$

în care α_j sînt coeficienţi constanţi. P_e de altă parte, înlocuind integrala de suprafaţă în formula $q = \int_{S_1} \sigma(Q)\,\mathrm{d}S$ prin suma finită, pe aceleaşi elemente ale suprafeţei se obţine:

$$\sum_{j=1}^{n} \tilde{\sigma}(P_j)\,\Delta S_j = q$$

şi atunci:

$$U = q\,[\sum_{j=1}^{n} \alpha_j\,\Delta S_j]^{-1}.$$

După ce s-a găsit valoarea potenţialului U se obţine densitatea de sarcină σ_j.

Pentru conductoarele liniare (în sensul fizic al determinării lor) şi pentru conductoarele cilindrice de lungime infinită la potenţialul dat U, corespunzător densităţii liniare a sarcinii $\lambda = \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}l}$, se obţine ecuaţia liniară, integrală, neomogenă de ordinul întîi:

$$\int_{l_1} K(P,Q)\,\lambda(Q)\,\mathrm{d}l = U;\quad P,Q \in l_1, \quad (6)$$

cu nucleul:

$$K(P,Q) = \frac{1}{r(P,Q)}.$$

Această ecuaţie este o ecuaţie singulară, deoarece nucleul ei la $P = Q$ are o discontinuitate. Se va limita examinarea la conturul l_1 cu o curbură continuă. Atunci din alte ecuaţii integrale ale electrostaticii, şi anume din ecuaţia lui Drujkin, care reprezintă o ecuaţie integrală similară ecuaţiei lui Robin, pentru densitatea de suprafaţă a sarcinii, rezultă că λ este o funcţie continuă pe l_1. Aici se foloseşte cu totul analog metoda de înlocuire a integralei curbilinii cu suma finită:

$$\sum_{j=1}^{n} K(P_i\,P_j,)\,\tilde{\lambda}_j\,\Delta l_j = U;\ i = 1,\ 2, \ldots, n \quad (7)$$

şi se continuă calculele în modul expus.

Este de menţionat că dacă se vor examina suprafeţele simple conexe S_1 cu o curbură continuă, atunci din ecuaţia integrală a lui Robin rezultă continuitatea densităţii de suprafaţă a sarcinii σ.

2. Metoda de discretizare (metoda de înlocuire cu sistemul de sarcini punctiforme)

Acest procedeu este înrudit cu metoda descrisă şi constă în înlocuirea distribuţiei continue a sarcinii electrice prin sistemul de sar-

cini punctiforme q_i ; $(i = 1,2,\ldots, n)$, amplasate în punctele alese arbitrar P_i ; $(i = 1,2,\ldots, n)$ ale suprafeţei (sau ale directoarei cilindrului) conductorului.

Ca atare suprafaţa sau linia se înlocuieşte cu o selecţie discretă de puncte P_i. Atunci condiţiile de potenţial U = const. se înlocuiesc pe conductor cu condiţia de una şi aceeaşi mărime a potenţialului în aceste puncte.

Pentru necunoscutele q_i se obţine sistemul liniar de ecuaţii algebrice :

$$\sum_{i=1, i\neq j}^{n} \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \frac{q_i}{r_{ij}} = U\,;\ j = 1,2,\ldots, n), \quad (8)$$

unde r_{ij} este distanţa dintre punctele P_i şi P_j.

Pregătirea prealabilă constă numai în măsurarea distanţelor reciproce r_{ij}, ceea ce este mai uşor a se efectua pe un model de conductor.

Rezolvarea sistemului (8) se obţine cu ajutorul formulelor Cramer. Se află sarcinile q_i şi apoi acestea sînt distribuite pe suprafaţa S_1 sau pe conturul l_1 sub forma unor coloane corespunzătoare, după o regulă oarecare. Desigur la $n \to \infty$ toate aceste metode au o asemănare, respectiv valorile de aproximaţie converg către valorile exacte.

Bibliografie

[1] *Drujkin, L.A.* Zadaci teorii polia. Izdanie Moskovskovo Instituta Radioelektroniki i Gornoi Elektromehaniki MV SSO RSFSR, Moscova, 1964.

Intrat în redacţie la 10. I. 1967

Premise tehnice privind realizarea convertoarelor de frecvenţă cu tiristoare pentru aplicaţii CIF

Eugen Şofan* — Bucureşti

CZ 621. 314.27 : 621.314.632

1. Generalităţi

Dezvoltarea impetuoasă a tiristoarelor de putere şi a aplicării lor la convertoarele de frecvenţă a lărgit, de cîţiva ani, preocuparea pe plan mondial de a se folosi posibilităţile noi astfel create în instalaţiile de încălzire prin inducţie a metalelor şi aliajelor. Pentru traducerea în viaţă a acestui deziderat este necesară soluţionarea unui număr însemnat de probleme teoretice şi practice.

În această lucrare se urmăreşte elucidarea unor probleme care constituie premise tehnice indispensabile — deşi nu suficiente — spre a se putea aborda corect realizarea fizică a convertoarelor în discuţie. Aceste probleme se referă la precizarea unor cerinţe tehnice care se pun acestor convertoare şi dintre care în această lucrare vom trata despre justificarea ajustabilităţii frecvenţei şi alegerea tipului de convertor.

Pentru aceasta vom reaminti mai întîi foarte sumar structura unei instalaţii pentru aplicaţii CIF.

Menţionăm că prin termenul, consacrat în tehnică, aplicaţii CIF înţelegem de fapt toate aplicaţiile industriale legate de încălzirea prin inducţie a metalelor şi aliajelor (şi nu numai călirea prin înaltă frecvenţă de la care derivă prescurtarea uzuală CIF).

2. Cerinţe privind convertoarele de medie frecvenţă pentru aplicaţii CIF

2.1. Structura unei instalaţii CIF de medie frecvenţă. Schema-bloc simplificată în circuit de reglare deschis a unei instalaţii CIF este dată în figura 1. De la reţeaua trifazată de 50 Hz se trece prin elementele de conectare la reţea *1* la convertorul de frecvenţă *2*, la ieşirea căruia este generată o tensiune monofazată de frecvenţă cuprinsă între circa 200—10 000 Hz, domeniu care corespunde termenului uzual în aplicaţii CIF de medie frecvenţă. Se trece apoi printr-o staţie

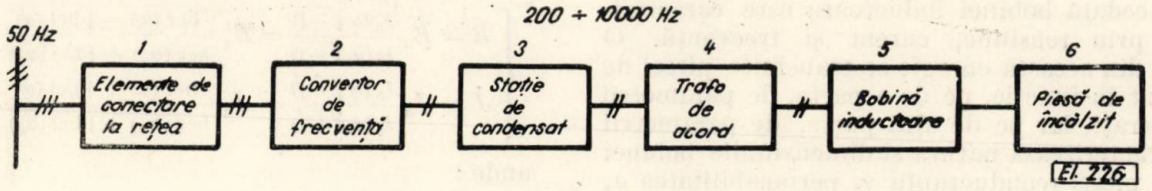


Fig. 1. Schemă-bloc simplificată a unei instalaţii CIF.

* Dr. ing. *E. Şofan* este cercetător ştiinţific principal la I.C.P.E.

de condensatoare *3* destinată să compenseze, în principiu, integral puterea reactivă masivă consumată de elementele următoare ale instalației. Aceste elemente sînt : transformatorul de acord *4*, destinat să asigure la ieșire un curent ridicat la o tensiune scăzută ; bobina inductoare *5*,

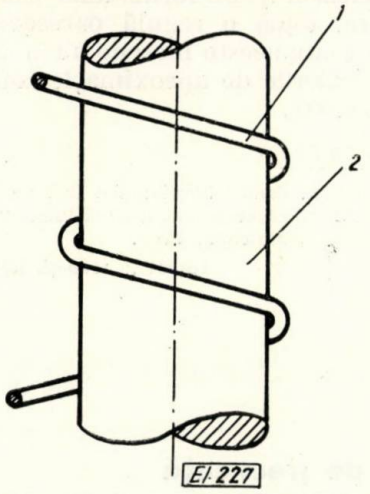


Fig. 2. Bobina inductoare (1) și piesa de încălzit (2).

menită să asigure transferul de energie pe cale de inducție electromagnetică către ultimul element constituit din însăși piesa de încălzit *6*.

Pînă în prezent, generarea curentului alternativ în domeniul de frecvențe indicat este acoperit, la noi în țară, exclusiv de convertoarele rotative de medie frecvență, în fabricarea cărora țara noastră are contribuții meritorii.

În articolul de față rolul acestora se presupune preluat de către convertoarele statice cu tiristoare de putere. Asemenea convertoare sînt în prezent în funcțiune într-un număr restrîns peste hotare.

Bobina inductoare și piesa de încălzit, al căror ansamblu este reprezentat schematic în figura 2, le vom denumi elemente tehnologice, iar stația de condensatoare și transformatorul de acord le vom denumi elemente de adaptare.

2.2. Utilitatea posibilității de ajustare a frecvenței de ieșire din convertor. Energia electrică cedată bobinei inductoare este caracterizată prin tensiune, curent și frecvență. O parte din această energie se transmite piesei de încălzit în funcție, pe de o parte, de parametrii enumerați, iar pe de altă parte, de parametrii ce caracterizează natura și dimensiunile bobinei și ale piesei (conductanța γ, permeabilitatea μ, diametrul 2 a etc.).

Este evident și suficient de cunoscut faptul că în condiții de lucru date puterea electrică cedată bobinei, respectiv puterea electromagnetică transmisă piesei crește sau descrește concomitent cu tensiunea aplicată la bornele bobinei, ca și faptul că este utilă ajustarea în limite cît mai largi a acestei tensiuni în vederea dozării corespunzătoare a puterii transmise piesei.

De asemenea, se știe că există o corelație necesară între diametrul minim al piesei și frecvența maximă ce se poate utiliza. Această corelație este indicată în literatura de specialitate fie sub formă de relații empirice, ca cele ale lui Lasinski sau Stausel [1], fie sub formă de tabele, cum este tabela 1 referitoare la operația de călire [2].

Tabela 1

Legătura între frecvența de lucru și diametrul minim al piesei

Frecvența	f, kHz	0,05	1	10	500	25 000
Diametrul minim	d, mm	150	35	11	1,5	0,7

Astfel rezultă necesitatea binecunoscută de a se dispune de frecvențe de valori diferite, ca și de faptul că valorile disponibile trebuie să fie repartizate într-un mod mai mult sau mai puțin uniform în tot domeniul considerat, de exemplu acela al mediei frecvențe.

Cele două condiții indicate referitor la tensiune și frecvență sînt sau pot fi bine îndeplinite și de convertoarele rotative existente, în sensul posibilității de ajustare fină, inclusiv sub sarcină, a tensiunii, respectiv a disponibilității unor unități de frecvență neajustabilă, dar diferită după tipul unității considerate. Valori mai folosite sînt 2 500 și 8 000 Hz.

Din lipsa, pînă în prezent, a unui utilaj corespunzător, este mai puțin evidentă și mai puțin cunoscută și — cîteodată admisă — utilitatea ajustării fine, inclusiv sub sarcină, a frecvenței, în mod asemănător cu tensiunea. Ne vom opri deci puțin asupra acestui aspect.

Pornind de la ecuațiile lui Maxwell, admițînd constantele de material invariabile, considerînd un regim sinusoidal și făcînd aplicația la un conductor cilindric străbătut de un curent axial, rezultă relațiile [3] :

$$\begin{cases} \dot{E} = E_a \dfrac{I_0(\alpha\sqrt{-\mathrm{j}})}{I_0(\alpha_a\sqrt{-\mathrm{j}})} = E_a \dfrac{\mathrm{ber}(\alpha) + \mathrm{j}\,\mathrm{bei}(\alpha)}{\mathrm{ber}(\alpha_a) + \mathrm{j}\,\mathrm{bei}(\alpha_a)}; \\ \dot{J} = J_a \dfrac{I_0(\alpha\sqrt{-\mathrm{j}})}{I_0(\alpha_a\sqrt{-\mathrm{j}})} = J_a \dfrac{\mathrm{ber}(\alpha) + \mathrm{j}\,\mathrm{bei}(\alpha)}{\mathrm{ber}(\alpha_a) + \mathrm{j}\,\mathrm{bei}(\alpha_a)}, \end{cases} \quad (1)$$

unde :

$\dot{E}, \dot{J}$ sînt cîmpul electric, respectiv densitatea de curent în conductor ;

E_a, J_a — cîmpul electric, respectiv densitatea de curent la suprafața conductorului ;

J_0 — funcția Bessel de speța 1 și ordinul zero ;

$\alpha\sqrt{-\mathrm{j}}$ — argumentul funcției Bessel.

În relaţia (1) se folosesc următoarele notaţii prescurtate :

$$\begin{cases} \alpha = \sqrt{2}\,\dfrac{r}{p}; \\ p = \dfrac{1}{\sqrt{\pi f \mu \gamma}}; \\ \alpha_a = \sqrt{2}\,\dfrac{a}{p}, \end{cases} \qquad (2)$$

unde :

r este modulul razei vectoare din interiorul conductorului ;

μ — permeabilitatea magnetică a conductorului ;

γ — conductanţa conductorului ;

f — frecvenţa de variaţie a cîmpurilor din conductor ;

a — raza barei.

Parametrul p — parametru de bază în toate aplicaţiile CIF — se numeşte constanta de penetraţie, pentru frecvenţe nu prea joase fiind numeric aproape egal cu adîncimea de penetraţie [3].

În cele prezentate s-a admis că axa conductorului constituie axa de referinţă şi că constanta dielectrică ε este neglijabilă.

Relaţiile indicate dau distribuţia în interiorul conductorului a cîmpului electric $\boldsymbol{E}$ şi a densităţii de curent $\boldsymbol{J}$ la momentul $t = 0$ [3].

Printr-o echivalare adecvată a parametrilor electrici şi magnetici, relaţiile indicate se pot transcrie pentru cazul unei piese cilindrice străbătute de un flux axial [3].

Pornind de la relaţiile astfel stabilite, se pot defini doi parametri de calitate importanţi pentru caracterizarea procesului de încălzire prin inducţie, şi anume, pe de o parte, randamentul de transfer η_{transf}, definit prin raportul dintre puterea transmisă piesei $P_{piesă}$ şi suma dintre această putere şi cea cedată bobinei $P_{inductor}$ [3] :

$$\eta_{transf} = \frac{P_{piesă}}{P_{piesă} + P_{inductor}} = \frac{1}{1 + \dfrac{P_{inductor}}{P_{piesă}}}, \qquad (3)$$

iar, pe de altă parte, coeficientul de încălzire uniformă K_u definit ca raportul dintre densitatea de putere medie şi cea de la suprafaţa piesei [3] :

$$K_u = \frac{2}{\alpha_a} \cdot \frac{\mathrm{ber}(\alpha_a)\,\mathrm{ber}'(\alpha_a) + \mathrm{bei}(\alpha_a)\,\mathrm{bei}'(\alpha_a)}{[\mathrm{ber}'(\alpha_a)]^2 + [\mathrm{bei}'(\alpha_a)]^2}. \qquad (4)$$

Din analiza modului de variaţie a celor doi parametri citaţi se pot deduce cîteva concluzii interesante pentru aspectul care ne preocupă aici.

Explicitînd raportul $\frac{P_{inductor}}{P_{piesă}}$ şi reprezentînd grafic variaţia sa în funcţie de frecvenţă, respectiv raportul $\frac{a}{p}$ proporţional, conform relaţiei (2), cu rădăcina pătrată a frecvenţei, se constată că se pot defini o frecvenţă critică f_c şi o frecvenţă limită f_{lim}, astfel încît pentru $f < f_c$ randamentul de transfer să scadă rapid, iar pentru $f > f_{lim}$, el să rămînă aproape constant. Valoarea critică a frecvenţei corespunde la $\frac{a}{p} = 1{,}77$, iar valoarea limită la $\frac{a}{p} = 10$ [3].

Din punctul de vedere al transferului de putere este deci recomandabil să ne aranjăm astfel încît raportul $\frac{a}{p}$ să aibă valori cuprinse între cele două extreme indicate. Practic, se recomandă limite şi mai restrînse, astfel încît să avem $\frac{a}{p} = 5 - 10$ [3].

Deşi raportul $\frac{a}{p}$ este impus de condiţii tehnologice, totuşi situaţia nu este critică, avînd în vedere că dispunem de un domeniu de variaţie admisibilă a frecvenţei, din punctul de vedere al valorii convenabile a raportului $\frac{P_{inductor}}{P_{piesă}}$, adică a eficacităţii transferului de energie, de circa 1—4, deci numai sub aspectul realizării unui bun transfer al puterii de la bobină la piesă ajustabilitatea frecvenţei nu pare să reprezinte o cerinţă imperioasă.

Pentru $\alpha > 15$ $\left(\text{sau } \frac{a}{p} > 10\right)$, adică pentru frecvenţe sau diametre mari, coeficientul K_u se poate scrie sub forma [3] :

$$K_u = \frac{\sqrt{2}}{\alpha_a} = \frac{p}{a} = \frac{1}{a\sqrt{\pi f \mu \gamma}}. \qquad (5)$$

Prin urmare, cel puţin pentru diametre mai mari, în cazul de însemnătate deosebită în care se urmăreşte încălzirea (uniformă) în toată masa piesei (de exemplu pentru forjări, matriţări la cald etc.), se ajunge la două cerinţe contradictorii : transferul bun al energiei cere să creştem frecvenţa, iar uniformizarea încălzirii, conform relaţiei (5), cere s-o micşorăm.

O soluţie constă în alegerea unei frecvenţe de compromis, care poate implica necesitatea ajustabilităţii frecvenţei. O altă soluţie ar putea însă consta în parcurgerea programată în timpul încălzirii a unui domeniu larg de frecvenţe, procedeu care ar conduce probabil alături de o mai bună uniformizare a încălzirii şi la o scurtare a timpului de încălzire. Această ultimă soluţie implică însă în mod obligatoriu ajustabilitatea frecvenţei din motive tehnologice.

Un alt exemplu în care ajustabilitatea frecvenţei este dictată din motive tehnologice cons-

tă în încălzirea neinductivă a unor piese metalice folosind încălzirea prin inducţie. Antinomia aparentă se rezolvă prin introducerea pieselor într-un recipient metalic încălzit prin inducţie cu o frecvenţă ajustată după grosimea pereţilor recipientului. Frecvenţa necesară va diferi în general de o frecvenţă nominală constantă a convertorului şi prin urmare este necesară ajustabilitatea frecvenţei. Ajustabilitatea frecvenţei permite în plus folosirea aceleiaşi instalaţii pentru recipiente de diferite dimensiuni.

Un alt exemplu de aceeaşi natură constă în posibilitatea înlăturării sortării severe a dimensiunii granulelor de materie primă în funcţie de frecvenţa constantă furnizată cuptorului de topire prin inducţie. Cu ajutorul unei variaţii programate a frecvenţei se poate asigura topirea granulelor de toate dimensiunile introduse în cuptor.

Un exemplu în care ajustabilitatea frecvenţei este dictată de cerinţe nu tehnologice, ci tehnico-organizatorice, este crearea regimului de repaus pentru păstrarea la cald a pieselor de tratat în cazul unor întreruperi de durată mai mică sau mai mare a producţiei.

În toate exemplele prezentate, ajustarea frecvenţei poate fi însoţită sau nu, după necesităţi, de ajustarea adecvată, independentă, a tensiunii.

Posibilitatea de ajustare a frecvenţei este însă cerută şi din motive tehnico-economice.

Admisibilitatea încadrării frecvenţei în limitele largi indicate (în raportul 1 :4) este în realitate iluzorie, frecvenţa cea mai adecvată fiind determinată, aşa cum se arată în repetate rînduri în literatura de specialitate, de un ansamblu de factori tehnici şi economici ca : cerinţele de lucru, costul echipamentului, tensiunea bobinei, problemele de radiaţie [4].

O analiză sistematică a acestui aspect este prezentată într-un articol bazat pe experienţa firmei Brown-Boveri. Pentru determinarea frecvenţei optime a încălzirii unor ţagle, în articolul respectiv [5] se preconizează trasarea în funcţie de frecvenţă a unor familii de curbe referitoare la preţul de cost al unor elemente de bază a instalaţiei sau a exploatării. Sintetizînd datele obţinute tot pe cale grafoanalitică, se poate determina frecvenţa optimă de compromis. De exemplu, în cazul examinat în articol se găseşte, pentru încălzirea în condiţiile date a unor ţagle cu secţiunea de 50 × × 50 mm, frecvenţa de 2 000 Hz [5]. În articol se mai arată că dispersia familiilor de curbe în funcţie de unii parametri secundari — cum ar fi dispoziţia bobinei inductoare — obligă la calcule de amploare care cer folosirea calculatoarelor electronice [5]. Analiza sistematică făcută în articol ilustrează convingător necesitatea determinării metodice a frecvenţei optime de lucru din considerente tehnico-economice, respectiv necesitatea respectării în practică a acestei frecvenţe.

Desigur, premisa ajustabilităţii frecvenţei lărgeşte mult perspectiva pe care a avut-o autorul articolului în discuţie.

Posibilitatea de ajustare a frecvenţei mai este însă utilă din motive energetice şi funcţionale, permiţînd, pe de o parte, reducerea numărului necesar de trepte ale staţiei de condensatoare, iar pe de altă parte permiţînd o ajustare exactă şi automată a compensării, cel puţin pentru armonica fundamentală a tensiunii. Aceasta se observă imediat scriind condiţia de rezonanţă sub forma :

$$C\omega^2 = \frac{1}{L}, \qquad (6)$$

unde inductanţa L a elementelor de adaptare şi a celor tehnologice reprezintă variabila independentă, capacitatea C a staţiei de condensatoare variază în trepte, iar pulsaţia ω a tensiunii de ieşire din convertizor variază continuu, după dorinţa noastră. Inductanţa L poate varia, de exemplu, din cauza modificării termice a structurii metalografice a piesei sau din cauza variaţiei secţiunii piesei în cursul deplasării sale longitudinale faţă de bobina inductoare.

Din problema complexă a compensării puterii reactive s-a reţinut numai aspectul referitor la oportunitatea ajustării frecvenţei.

Ca o concluzie principală, din cele arătate rezultă oportunitatea posibilităţii de ajustare continuă, în limite suficient de largi, independentă, concomitentă şi sub sarcină atît a tensiunii, cît şi a frecvenţei de ieşire din convertoarele de medie frecvenţă folosite în aplicaţii CIF.

Oportunitatea automatizării procesului de încălzire însuşi, cît şi a întregului proces de exploatare, s-a considerat ca o cerinţă axiomatică asupra căreia nu este necesar să se insiste.

3. Alegerea tipului de convertor

3.1. Tipuri disponibile de convertoare. Principalele scheme de convertoare destinate obţinerii unor tensiuni alternative de frecvenţă şi amplitudine ajustabilă se pot reduce la şase tipuri [6]. Acestea — cu excepţia cicloinvertorului — diferă între ele în esenţă prin modul în care se obţine ajustarea amplitudinii tensiunii de ieşire. Eliminînd variantele care nu se pretează la o automatizare cu răspuns rapid, rămîn în competiţie patru tipuri de convertoare, caracterizate după cum urmează [7] :

— convertor cu invertor dublu pentru ajustarea tensiunii prin intermediul fazei relative a tensiunilor de ieşire din cele două invertoare ;

— cicloinvertor ;

— convertor cu invertor alimentat cu tensiune continuă de amplitudine ajustabilă ;

— convertor cu ajustarea amplitudinii tensiunii pe invertor.

Dintre tipurile enumerate, cicloinvertorul este prea complex pentru o etapă incipientă (vezi şi observaţia de la finele articolului). Convertorul cu invertor dublu, de asemenea, are o structură complicată (două invertoare în loc de unul şi trei dispozitive de comandă — unul, suplimentar, pentru ajustarea fazei — în loc de două [7]), iar funcţional, faza tensiunii în raport cu curentul variază o dată cu ajustarea amplitudinii tensiunii. Realizarea fizică, într-o etapă iniţială cel puţin, a unui convertor static pentru aplicaţii CIF în domeniul mediei frecvenţe, nu poate fi abordată cu asemenea complicaţii.

Rămîn prin urmare de comparat mai în detaliu ultimele două tipuri de convertoare dintre cele enumerate. Ambele fac parte din categoria convertoarelor cu dublă conversiune şi legătură în curent continuu [8]. Structura lor internă, sub forma unor scheme-bloc simplificate, dar adaptate la cazul dat ca număr de faze, este arătată în figura 3. La ambele tipuri grupul de redresare (transformator *1* — neobligator — şi redresor *2*), conectat la reţeaua trifazată de 50 Hz, alimentează cu tensiune continuă invertorul *3*, care la ieşire asigură o tensiune U şi o frecvenţă f ajustabile în mod independent.

Blocul de comandă a frecvenţei *5* (BCF) acţionează asupra invertorului, întrerupînd la intervale determinate, ajustabile, tensiunea continuă. Blocul de comandă a tensiunii *4* (BCU) acţionează în primul caz asupra redresorului (fig. 3, *a*), modificînd amplitudinea tensiunii continue, iar în al doilea caz asupra invertorului (fig. 3, *b*), modificînd durata fiecărui puls de tensiune.

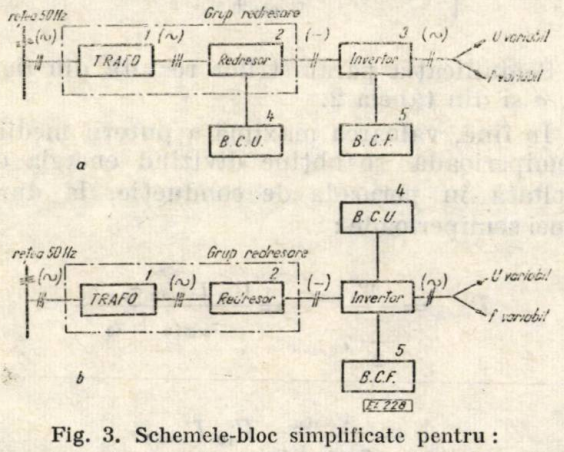


Fig. 3. Schemele-bloc simplificate pentru :
a — convertor cu invertor alimentat cu tensiune continuă de amplitudine ajustabilă; *b* — convertor cu ajustarea amplitudinii tensiunii pe invertor.

Prin urmare cele două tipuri de convertoare diferă între ele într-un mod esenţial prin tehnica de variaţie a amplitudinii tensiunii medii sau eficace. În cazul schemei din figura 3, *a* în scopul acesta se variază amplitudinea pulsului de tensiune la durată fixă, iar în cazul schemei din figura 3, *b* se variază durata sa, amplitudinea rămînînd fixă. Cele două moduri de ajustare a tensiunii sînt ilustrate în figura 4, paragraful următor.

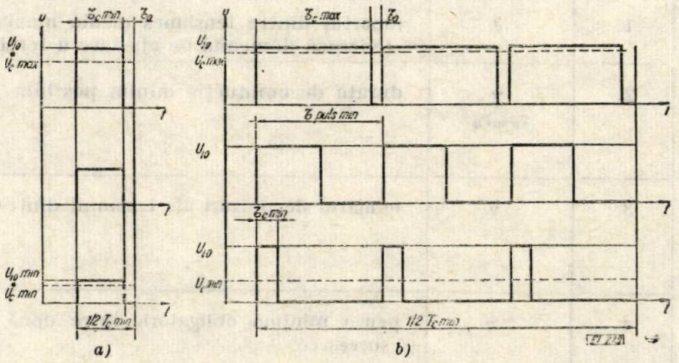


Fig. 4. Modul de ajustare a tensiunii medii pe semiperioadă : *a* — puls de durată fixă şi amplitudine variabilă ; *b* — puls de durată variabilă şi amplitudine fixă.

Schema din figura 3, *b* permite folosirea pentru redresor a unei punţi cu diode de siliciu, în timp ce schema din figura 3, *a* obligă folosirea tiristoarelor (în aplicaţia în discuţie) pentru a se putea asigura ajustabilitatea tensiunii continue în condiţiile posibilităţii unei automatizări cu răspuns rapid.

Totuşi, pentru aplicaţia examinată, avantajul structurii interne legat de schema din figura 3, *b* este în parte anihilat de neajunsuri legate de performanţele posibile, aşa cum rezultă din analiza comparativă a celor două moduri de ajustare a tensiunii.

3.2. Analiza comparativă asupra ajustării tensiunii prin pulsuri de durată, respectiv de amplitudine fixă. În cele ce urmează se va admite că pulsurile de tensiune la ieşirea din convertor au o formă rectangulară şi că sarcina convertorului este în principiu pur rezistivă. De asemenea, parametrii regimului energetic — curenţi, tensiuni, puteri — la ieşirea din convertor se vor considera ca valori medii pe o semiperioadă. Aceste ipoteze de lucru permit o analiză simplă şi clară a problemelor propuse spre elucidare. Pentru stabilirea unor rezultate cantitative exacte va fi necesară o mai bună aproximare a realităţii, dar pentru etapa actuală şi pentru scopul propus, aceasta ar reprezenta o complicaţie inutilă.

Există, prin urmare, două modalităţi de ajustare a tensiunii de ieşire din convertor, după cum blocul de comandă a tensiunii BCU acţionează asupra redresorului (cazul *A*, fig. 3, *a*) sau asupra invertorului (cazul *B*, fig. 3, *b*) :

— prin variaţia amplitudinii pulsului de tensiune la durată fixă (cazul *A*) ;

— prin variaţia duratei pulsului de tensiune la amplitudine fixă (cazul *B*).

Cele două modalităţi sînt ilustrate în figura 4, în care se observă că tensiunea medie pe o semi-

Tabela 2

Lista parametrilor referitori la pulsul de tensiune, impuşi prin temă

Nr. crt.	Parametrul		Observaţii
	notaţie	semnificaţie	
1.	λ	raportul dintre tensiunea medie maximă şi minimă (caracterizează domeniul de ajustare a tensiunii)	rezultă din considerente tehnologice şi cerinţe funcţionale
2.	γ $\tau_{c\,min}$	durata de conducţie minim posibilă	rezultă din timpul de amorsare şi dezamorsare a tiristorului, conform datelor de catalog şi din cerinţe funcţionale
3.	ν	numărul de pulsuri ale tensiunii dintr-o semiperioadă	rezultă din considerente funcţionale; obişnuit, pentru cazul *A* este egal cu 1, iar pentru cazul *B* mai mare decît 1
4.	τ	pauza minimă obligatorie între două pulsuri de tensiune succesive	rezultă din date de catalog referitoare la timpul de deionizare a tiristoarelor folosite şi din condiţii funcţionale; valoarea minimă posibilă este circa dublul timpului de deionizare
5.	U_{i0}	amplitudinea maximă a pulsurilor de tensiune (proporţională cu amplitudinea maximă a tensiunii continue aplicată invertorului)	rezultă din considerente funcţionale corelate cu date de catalog ca tensiunea de blocare a tiristoarelor
6.	I_{max} I^*_{max}	valoarea maximă admisibilă a curentului pentru durata de conducţie dată (notaţia cu asterisc se referă la cazul A)	rezultă din date de catalog ca valoarea de vîrf periodică admisibilă şi valoarea nominală pentru tiristoarele folosite şi din considerente funcţionale

perioadă scade de la valoarea maximă $U^*_{c\,max}$ pînă la cea minimă $U^*_{c\,min}$ prin scăderea corespunzătoare a amplitudinii pulsului de tensiune de la valoarea maximă U_{i0} pînă la cea minimă $U_{i0\,min}$, durata pulsului $\tau_{c\,min}$ rămînînd neschimbată (cazul *A*). În figura 4, *b* se obţine, de asemenea, variaţia tensiunii medii pe semiperioadă între $U_{c\,max}$ şi $U_{c\,min}$, dar de astă dată amplitudinea pulsurilor rămîne fixă, egală cu U_{i0}, în timp ce durata lor scade de la $\tau_{c\,max}$ (pentru $U_{c\,max}$) pînă la $\tau_{c\,min}$ (pentru $U_{c\,min}$).

Unele consecinţe ale celor două modalităţi de ajustare a tensiunii se pot intui destul de bine din examinarea atentă a figurii 4. Examinarea analitică a problemei ne duce însă pe o cale simplă la rezultate nete, indiscutabile.

Grupul parametrilor impuşi prin temă este dat în tabela 2. Vom raţiona pentru frecvenţa maximă şi tensiunea maximă, acestea fiind mărimile critice.

În cazul A (fig. 4, *a*) semiperioada minimă este determinată de durata însumată a timpului minim de conducţie şi a pauzei obligatorii, adică :

$$\frac{1}{2}\,T^*_{c\,min} = \tau_{c\,min} + \tau_0, \tag{6}$$

iar valorile limită ale tensiunilor vor fi :

$$\begin{cases} U^*_{med\,max} = \dfrac{\tau_{c\,min}}{\tau_{c\,min} + \tau_0}\,U_{i0}, \\ U^*_{med\,min} = \dfrac{\tau_{c\,min}}{\tau_{c\,min} + \tau_0}\,U_{i0\,min}. \end{cases} \tag{7}$$

Semnificaţia parametrilor rezultă din figura 4, *a* şi din tabela 2.

În fine, valoarea maximă a puterii medii pe semiperioadă se obţine divizînd energia dezvoltată în perioada de conducţie, la durata unei semiperioade :

$$P^*_{max} = \frac{W^*_{c\,max}}{\frac{1}{2}\,T^*_{c\,min}} = \frac{U_{i0}\,I^*_{c\,max}\,\tau_{c\,min}}{\tau_{c\,min} + \tau_0} =$$

$$= \frac{\tau_{c\,min}}{\tau_{c\,min} + \tau_0}\,U_{i0}\,I^*_{max}. \tag{8}$$

În cazul *B* (fig. 4, *b*), valoarea tensiunii medii este proporţională cu durata pulsului, adică :

$$\lambda = \frac{U_{med\,max}}{U_{med\,min}} = \frac{\tau_{c\,max}}{\tau_{c\,min}}. \tag{9}$$

Observăm că necesitatea asigurării variației tensiunii între limitele impuse conduce la relația obligatorie:

$$\tau_{puls\,min} = \tau_{c\,max} + \tau_0, \tag{10}$$

unde $\tau_{puls\,min}$ este durata minimă posibilă rezervată pentru un puls, indiferent de valoarea considerată a tensiunii medii.

Pentru durata unei semiperioade în cazul B vom avea deci:

$$\frac{1}{2} T_{c\,min} = \nu \tau_{puls\,min} = \nu (\tau_{c\,max} + \tau_0). \tag{11}$$

Pentru valorile limită ale tensiunii avem:

$$\begin{cases} U_{med\,max} = \dfrac{\tau_{c\,max}}{\tau_{c\,max} + \tau_0} U_{i0}, \\ U_{med\,min} = \dfrac{\tau_{c\,min}}{\tau_{c\,max} + \tau_0} U_{i0}. \end{cases} \tag{12}$$

Pentru valoarea maximă a puterii medii putem scrie:

$$P_{max} = \frac{W_{c\,max}}{\frac{1}{2} T_{cmax}} = \frac{\nu U_{i0} I_{max} \tau_{c\,max}}{\nu (\tau_{c\,max} + \tau_0)} =$$

$$= \frac{\tau_{c\,min}}{\tau_{c\,min} + \frac{\tau_0}{\lambda}} U_{i0} I_{max}, \tag{13}$$

unde cu $W_{c\,max}$ s-a notat energia dezvoltată în timpul de conducție a tuturor pulsurilor dintr-o semiperioadă.

Comparînd relațiile obținute în cele două cazuri examinate, ajungem la următoarele relații de comparație:

— pentru durata semiperioadelor minime:

$$\frac{1}{2} T^*_{c\,min} = \frac{1}{\nu\lambda} \cdot \frac{\tau_{c\,min} + \tau_0}{\tau_{c\,min} + \frac{\tau_0}{\lambda}} \cdot \frac{1}{2} T_{cmin}; \tag{14}$$

— pentru valoarea maximă a tensiunilor medii (la aceeași amplitudine a tensiunii continue):

$$U^*_{med\,max} = \frac{\tau_{c\,min} + \frac{\tau_0}{\lambda}}{\tau_{c\,min} + \tau_0} U_{med\,max}; \tag{15}$$

— pentru valoarea maximă a puterii medii:

$$P^*_{max} = \frac{\tau_{c\,min} + \frac{\tau_0}{\lambda}}{\tau_{c\,min} + \tau_0} \cdot \frac{I^*_{max}}{I_{max}} P_{max}. \tag{16}$$

Ținînd seamă că avem $\nu \geqslant 1$ și $\lambda \geqslant 1$, rezultă următoarele relații calitative:

$$\begin{cases} \frac{1}{2} T^*_{c\,min} \leqslant \frac{1}{2} T_{c\,min}, \\ U^*_{med\,max} \leqslant U_{med\,max}. \end{cases} \tag{17}$$

În cazul comparării puterilor, admițînd că cei doi curenți I^*_{max} și I_{max} sînt aproximativ egali, raportul puterilor P^*_{max} și P_{max} depinde de parametrul λ.

Dacă $\lambda > 1$, atunci $P^*_{max} < P_{max}$; dacă $\lambda = 1$, atunci $P^*_{max} = P_{max}$.

În realitate însă, atîta timp cît nu s-a depășit valoarea de vîrf periodică admisibilă, curenții I^*_{max} și I_{max} diferă între ei, valorile lor rezultînd din condiția ca valoarea medie a curentului pe pulsul de curent să fie egală cu valoarea sa admisibilă $I_{mea\,adm}$.

În cazul nostru rezultă:

$$\frac{I^*_{max}}{I_{max}} = \frac{\tau_{c\,min} + \tau_0}{\tau_{c\,min} + \frac{\tau_0}{\lambda}}. \tag{18}$$

Înlocuind în relația (16), rezultă:

$$P^*_{max} = P_{max}. \tag{19}$$

Deci, în principiu, puterea medie pe o semiperioadă va fi aceeași în ambele cazuri examinate.

Pentru ilustrare dăm un exemplu numeric. Presupunem că avem:

$\lambda = 3$; $\tau_0 = 30\ \mu s$;

$\nu = 3$; $U_{i0} = 500\ V$;

$\tau_{cmin} = 50\ \mu s$; $I_{max} = 150\ A$.

Aplicînd relațiile indicate obținem:

Cazul A	*Cazul B*
$\frac{1}{2} T^*_{c\,min} = 80\ \mu s$;	$\frac{1}{2} T_{cmin} = 540\ \mu s$;
$f^*_{c\,max} = 12\,500$ Hz;	$f_{cmax} = 1\,850$ Hz;
$U^*_{med\,max} = 313$ V;	$U_{med\,max} = 416$ V;
$P^*_{max} = 52$ kW.	$P_{max} = 52$ kW.

Dacă $\nu = 1$, atunci valorile găsite pentru cazul B sînt:

$$\frac{1}{2} T'_{c\,min} = 180\ \mu s;$$

$f'_{cmax} = 5\,550$ Hz;

$U'_{med\,max} = 416$ V;

$P'_{max} = 52$ kW.

Rezultă că dacă $\nu = 3$, atunci frecvența maximă în cazul A este de aproape șapte ori mai mare decît în cazul B; dacă $\nu = 1$, atunci frecvența A rămîne încă de peste două ori mai mare, puterea medie rămînînd în principiu nemodificată în toate cazurile.

Din cele arătate rezultă că folosirea cazului A (fig. 4, *a*) asigură întotdeauna, cînd se cere și ajustarea tensiunii, o limită superioară posibilă a frecvenței mai înaltă decît folosirea cazului B (fig. 4, *b*).

Din punctul de vedere al puterii medii, situaţia, în principiu, este aceeaşi în ambele cazuri. În realitate însă situaţia în cazul B este de mai multe ori dezavantajoasă. Într-adevăr, în cazul A curentul mediu rămîne acelaşi, independent de tensiune; în cazul B însă curentul I_{max} neputînd creşte prea mult o dată cu îngustarea pulsului, curentul mediu scade de la un moment dat simultan cu tensiunea medie, situaţie dezavantajoasă. Situaţia este dezavantajoasă şi din punctul de vedere al pierderilor interne în regimul de comutare, deoarece în cazul B frecvenţa de lucru a tiristoarelor este de cîteva ori mai mare decît frecvenţa de ieşire (în genere în cazul B avem $\nu = 1$). În plus, în cazul B conţinutul de armonici variază — la frecvenţă de ieşire dată — o dată cu valoarea tensiunii medii, din pricina variaţiei lăţimii relative a pulsului.

Din cele expuse rezultă că ajustarea tensiunii prin variaţia amplitudinii pulsului de tensiune la durată fixă (cazul A) prezintă cîteva proprietăţi importante pentru aplicaţia dată:

— posibilitatea obţinerii unei frecvenţe mai ridicate;

— stabilitatea în raport cu variaţia tensiunii a structurii conţinutului de armonici;

— variaţia mai convenabilă a puterii de ieşire în raport cu variaţia tensiunii de ieşire.

Concluziile care se desprind din acest capitol sînt următoarele.

Exploatarea tuturor posibilităţilor oferite de convertoarele cu tiristoare sub raportul frecvenţei şi al fineţei prelucrărilor cu o structură internă relativ simplă pentru aplicaţii CIF se poate realiza numai cu convertorul cu invertor alimentat cu tensiune continuă de amplitudine ajustabilă (corespunzător cazului A).

Pentru aplicaţiile CIF la frecvenţă redusă, cu condiţia ca variaţia structurii armonicilor componente să nu deranjeze prea mult, poate fi convenabilă folosirea convertorului cu ajustarea amplitudinii tensiunii pe invertor (corespunzător cazului B) datorită simplităţii relative a redresorului.

Alegerea între cele două tipuri de convertoare depinde prin urmare de împrejurările particulare date.

Pentru o fază incipientă în adaptarea noilor tipuri de convertoare apare raţional să se folosească primul tip (corespunzător cazului A), care permite obţinerea frecvenţelor celor mai înalte şi unde problemele ridicate de variaţia conţinutului de armonici sînt mai reduse.

În considerentele făcute s-a omis acel tip de convertor în care elementele de utilizare constituie un circuit oscilant funcţionînd cu trenuri de undă amortizate pe baza unor impulsuri periodice date de invertor. Deşi de mari perspective, datorită mai ales măririi limitei frecvenţei maxime de lucru, utilizarea practică a acestui tip de convertor o considerăm o chestiune de perspectivă, necesitînd studii şi încercări numeroase, precum şi cîştigarea prealabilă a unei experienţe practice în exploatare.

Prin urmare, ca o concluzie finală a lucrării, abordarea realizării fizice a convertoarelor cu tiristoare pentru aplicaţii CIF este potrivită să se facă cu convertorul cu dublă conversiune şi legătură în curent continuu, cu comanda tensiunii pe redresor.

Abordarea problemei cu alte tipuri de convertoare duce la complicaţii suplimentare care prelungesc durata de asimilare, respectiv subordonează inutil soluţiile noastre unor soluţii tehnice străine, găsite pornind pe o cale mai justă în raport cu posibilităţile locale respective.

Bibliografie

[1] *Harisson, P.R.* ş.a. The Heat Treatment of Metals by Induction. In: Engineers Digest **XXVI**, nr. 1, ian 1965, p. 105—119.

[2] x x x Survey of Current Practice Power. Rectifiers and Invertors. In: Electrical Review **176**, nr. 4, ian 1965, supliment, p. 22.

[3] *Vazaca, C.* Încălzirea prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă. Bucureşti, Editura Academiei, 1956.

[4] *Amerson, W.A.* Major Parameters of Induction Heating. In: Tool and Manufacturing Engineers, I, **54**, nr. 1, ian 1964, p. 59—61.

[5] *Clarke, R.O.L.* Mittelfrequenz — Induktionserwärmungsanlagen für das Anwärme von Stahlknüppeln. In: Brown Boveri Mitteilungen **51**, nr. 10—11, oct-nov 1964, p. 645—658.

[6] *Landau, I.D.* ş.a. Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variaţia tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice cu tiristoare. In: Electrotehnica **14**, nr. 7, iul 1966, p. 240—251.

[7] x x x Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent alternativ prin variaţia tensiunii şi a frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice. Studiu tehnico-economic, IPA, 1964.

[8] x x x Lexiconul tehnic român, vol. **11**. Elaborare nouă. Bucureşti, Editura tehnică, 1962, 338 pag.

Intrat în redacţie la 25. III. 1967

Unele aspecte privind studiul microscopic al structurii periilor pentru mașini electrice

Janine Neuberger* — București

CZ 621.313.047.4.491.5

I. Generalități

După cum se știe, periile colectoare pentru mașini electrice au la bază diferite materiale din cărbuni: grafit natural sau artificial, negru de fum, cocs de petrol, cărbune de lemn, iar una dintre clasele de perii conține și metale, în special cupru.

Ținînd seamă de cerințele foarte variate ale mașinilor electrice de diferite tipuri, există un sortiment larg de perii, prezentînd structuri și caracteristici tehnice foarte deosebite între ele. Tocmai din cauza acestei mari varietăți în calitatea periilor, alegerea unei anumite mărci, proprii unei utilizări date, nu este, în general, o problemă ușor de rezolvat. Pentru a o simplifica au fost făcute o serie de încercări de clasificare a periilor. S-a alcătuit o tabelă de echivalențe [1], utilizînd, drept principiu de clasificare, în primul rînd, natura materiilor prime folosite, respectiv compoziția chimică a periilor și apoi duritatea, indicîndu-se, în funcție de aceasta, diferitele domenii de utilizare.

Întrucît între ansamblul proprietăților fizico-mecanice ale periilor și structura lor există o strînsă corelație, ne-am propus să studiem, din punct de vedere structural, o serie de mărci de perii provenind din diferite țări și — pe baza datelor structurale obținute — să alcătuim o clasificare, urmărind totodată în ce măsură clasificarea pe considerente structurale coincide cu clasificarea propusă de Lifșiț [1].

Studiul structurii diferitelor tipuri de perii s-a efectuat cu ajutorul microscopului metalografic și s-a axat pe următoarele obiective:

— identificarea componenților materialului și evaluarea aproximativă a proporțiilor lor relative;

— observarea formei, dimensiunilor și repartiției particulelor din diferiți componenți, cu aprecierea gradului de omogenitate și reproductibilitate a materialului;

— observarea porozității pieselor din punctul de vedere al formei porilor și cu evaluarea aproximativă a porozității;

— detectarea eventualei anizotropii structurale, determinată de condițiile tehnologice de formare a pieselor și de structura cristalină (uneori anizotropă) a componenților;

— determinarea microdurității diferiților componenți sau a microdurității globale a materialului.

* Dr. chim. *J. Neuberger* lucrează la laboratorul de structură din I.C.P.E.

II. Partea experimentală

1. Șlifurile metalografice au fost preparate, folosind următoarea tehnică [2], [3], [4], [5]:

În vederea studierii structurii pe toate cele trei direcții în spațiu — x, y și z — din fiecare marcă s-au tăiat cîte trei secțiuni. Probele tă-

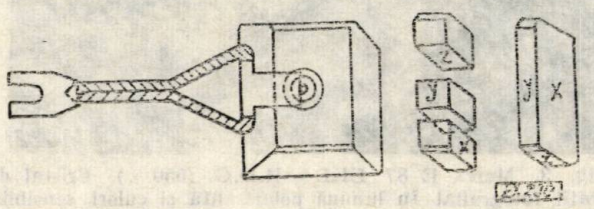


Fig. 1. Notarea convențională a secțiunilor unei perii electrice.

iate au fost marcate, folosind diferite culori și combinații de culori, iar notarea convențională cu x, y și z a celor trei secțiuni din fiecare probă corespunde orientării reprezentate în figura 1.

Avînd în vedere duritatea relativ mică și porozitatea pronunțată a acestor materiale carbonice, a fost necesară impregnarea prealabilă a șlifurilor metalografice. În felul acesta, în cursul operațiilor de șlefuire și lustruire s-a putut evita deteriorarea structurii inițiale a periei și, totodată, umplîndu-se porii cu o rășină epoxidică, a crescut puterea de reflexie a

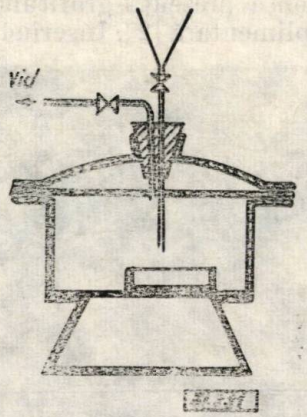


Fig. 2. Instalație de impregnare a șlifurilor metalografice.

șlifurilor, întrucît este știut că prezența porilor în proporție mare provoacă opacizarea suprafeței.

Impregnarea s-a făcut sub un vid de 10^{-1} mm col. Hg, folosind instalația reprezentată schematic în figura 2. Probele au fost, în prealabil,

uscate şi degazate; ca mediu de impregnare s-a folosit o răşină epoxidică cu întărire la rece, de viscozitate relativ mică (Dobeckot 505 cu întăritor 757). În majoritatea cazurilor, această tehnică a permis impregnarea totală a pro-

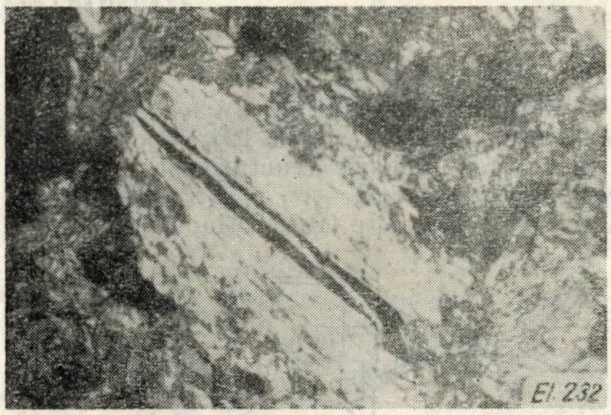


Fig. 3. Marca E 87 EKL — R.D.G. (550 ×). Cristal de grafit fotografiat în lumină polarizantă şi culori sensibilizante.

belor studiate. Eşantioanele impregnate în răşină au fost şlefuite pe suprafaţa de studiat, folosind hîrtie de şmirghel cu granulaţia de la 180 la 900 şi apoi au fost lustruite pe pîslă şi fetru, cu suspensii de alumină metalografică.

2. Studiul structural s-a efectuat cu un microscop metalografic Reichert, în lumină obişnuită şi lumină polarizată.

S-a constatat că pentru studiul microscopic al periilor de cărbune este foarte util să se facă observaţii în lumină polarizată. Aceasta, deoarece, practic, orice marcă de perie conţine grafit natural sau artificial, ale cărui cristale sînt optic anizotrope. Pentru a se pune şi mai clar în evidenţă prezenţa grafitului s-a folosit o tehnică suplimentară [2]. Inserînd între proba

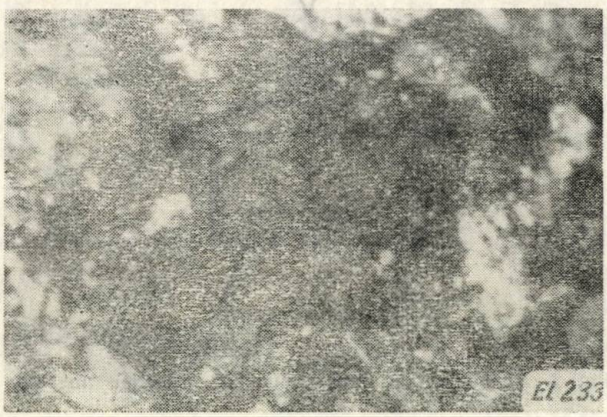


Fig. 4. Cristalul din figura 3 rotit cu 90°.

de examinat, pe care cade lumina polarizată şi nicolul analizor, o lamelă plan-paralelă de cuarţ, avînd o grosime care să permită obţinerea unei culori de interferenţă roşu de ordinul I (magenta), imaginea secţiunii metalografice apare — datorită birefrigenţei şi interferenţei — intens colorată într-o alternanţă de culori variind, la grafit, între galben-roz şi verde-albastru. Rotind măsuţa microscopului cu 90°, culorile se schimbă, galbenul-roz trecînd în verde-albastru şi invers. Această variaţie de culori este caracteristică numai pentru grafit şi pentru cărbunii grafitizabili care prezintă o reţea cristalină ordonată şi anizotropă. În figurile 3 şi 4 se observă (deşi mai puţin evident decît în fotografii color) schimbarea culorii unui agregat cristalin de grafit la rotirea sa cu 90°. În felul acesta sînt uşor de diferenţiat grafitul şi cocsul calcinat, de negrul de fum şi cărbunele de lemn, aceştia din urmă fiind negrafitizabili.

Metoda obţinerii culorilor sensibilizante, descrisă mai sus, permite şi diferenţierea grafitului de plumb, în periile de cupru-grafit, întrucît grafitul manifestă alternanţa de culori, în timp ce plumbul este inert din acest punct

Fig. 5. Marca EG 6749N Morganite — Anglia (550 ×). Amprentă pe reţea de negru de fum, cu peliculă de colodiu.

de vedere. În lumină obişnuită, studiul microscopic nu permite identificarea plumbului în prezenţa grafitului, întrucît ambele tipuri de particule au un aspect şi o formă asemănătoare.

Fotografierea secţiunilor metalografice s-a făcut folosind măriri de 125 şi 200 x, iar pentru unele detalii de structură, măriri pînă la 550 x.

3. Pe aceleaşi şlifuri s-au executat determinări de microduritate [6], [7], folosind un microdurimetru PMT-3 de fabricaţie sovietică. Metoda de determinare se bazează pe măsurarea diagonalei amprentei lăsate pe probă, de apăsarea, timp de 10 s, a unei piramide de diamant. Metoda permite determinarea durităţii diferiţilor componenţi ai unei perii, cu condiţia ca granulaţia acestora să nu fie prea mică.

În cazul periilor de electrografit şi carbografit se constată — în numeroase cazuri — că amprenta nu este vizibilă la microscop, din cauză că materialul prezintă o anumită elasticitate.

Pentru a se putea efectua măsurători şi pe aceste materiale s-a depus — pe secţiunile respective — o peliculă subţire de colodiu, care produce culori de interferenţă pe suprafaţa şlifului. Prin apăsarea piramidei de diamant,

Fig. 6. Marca E 151 EKL — R.D.G. (550 ×). Amprentă pe reţea de negru de fum, fără peliculă de colodiu.

grosimea peliculei se modifică şi, în felul acesta, diferenţa de culoare marchează cu precizie conturul amprentei, permiţînd o uşoară măsurare a diagonalei ei. Figurile 5, 6 şi 7 pun în evidenţă amprenta lăsată de microdurimetru pe diferite probe, cu şi fără peliculă de colodiu.

III. Consideraţii privind influenţa diferiţilor factori structurali asupra caracteristicilor tehnice ale periilor

Între structura materialelor pentru periile de cărbune şi performanţele acestora există, evident, o strînsă legătură. Întrucît însă această structură este foarte complexă, ea depinzînd în mare măsură şi de procesul tehnologic de fabricaţie a periilor, corelarea factorilor structurali cu caracteristicile fizico-mecanice nu este o problemă simplă [8]. Pe baza unei îndelungate experienţe de producţie au fost puse în evidenţă o serie de date care permit stabilirea unei legături între structură şi proprietăţi; acestor observaţii li s-a putut da şi o interpretare teoretică satisfăcătoare [9], [10], [11]. Trebuie precizat însă că influenţa factorilor structurali asupra caracteristicilor tehnice ale periilor a fost evaluată, deocamdată numai calitativ, neexistînd încă o tratare cantitativă a problemei.

De altfel, o asemenea tratare este dificil de elaborat întrucît performanţele unei perii depind nu numai de structura ei, ci şi de condiţiile concrete de funcţionare pe maşina electrică respectivă, de interacţiunea dintre perie şi colector. În această interacţiune intervin procese şi fenomene greu de controlat şi de elucidat, ceea ce complică foarte mult problema stabilirii unei relaţii cantitative între factorii structurali şi performanţele unei perii.

În cele ce urmează se vor prezenta unele consideraţii din literatura de specialitate privind corelaţia dintre structura şi proprietăţile periilor de cărbune.

1. Un prim factor structural important este natura fazelor care compun materialul periei. În periile formate exclusiv din cărbune, proporţia dintre grafit (natural sau artificial) şi alte sorturi de cărbune influenţează în mod hotărîtor proprietăţile materialului [12], [13], [14]; în cazul unui conţinut ridicat de grafit, periile vor avea o rezistivitate mică şi o duritate scăzută [15]. Ţinînd seamă de proprietăţile lubrifiante ale grafitului, la aceste mărci de perii se va înregistra şi un coeficient redus de frecare. De asemenea, duritatea mică a grafitului va atrage după sine şi o rezistenţă mecanică relativ mică (deci o uzură mare) a periei, afară de cazul cînd, prin introducerea unor lianţi speciali, se acţionează în mod deosebit în sensul îmbunătăţirii caracteristicilor mecanice ale pieselor. Dimpotrivă, prezenţa negrului de fum în proporţie mare determină creşterea durităţii şi rezistivităţii materialelor şi, o dată cu acestea, creşterea rezistenţei mecanice [15].

La mărcile de metalografit, un procent ridicat de metal face să scadă foarte mult rezistivitatea, crescînd în acelaşi timp greutatea specifică şi rezistenţa mecanică a periilor. Un conţinut mai mare de grafit îmbunătăţeşte, în schimb, proprietăţile de frecare, ceea ce influenţează şi asupra uzurii [15], [16].

Plumbul, care nu se aliază cu cuprul, se găseşte dispersat sub formă de particule discrete în masa materialului şi îmbunătăţeşte proprietăţile lubrifiante ale periei [17].

Staniul, care se adaugă în unele compoziţii de metalografit în cantitate mică (1—2%), se aliază cu cuprul, rezultînd creşterea rezistivităţii,

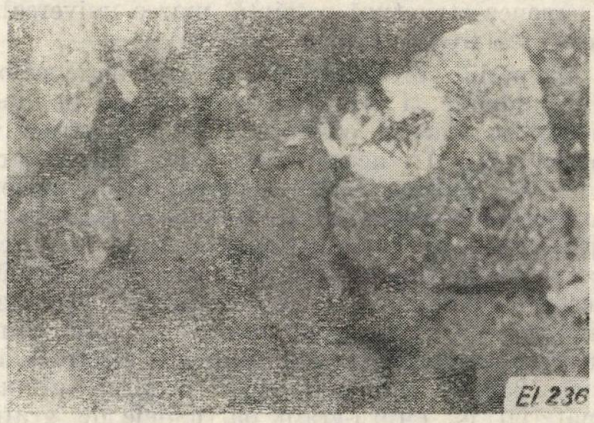


Fig. 7. Marca E 151 EKL — R.D.G. (550 ×). Amprentă pe conglomerat de grafit artificial, fără peliculă de colodiu.

durităţii şi rezistenţei mecanice a periei. Nu se poate depăşi proporţia de 2% Sn, deoarece ar rezulta materiale de duritate prea mare şi care ar prezenta o uzură ridicată şi proprietăţi de frecare nesatisfăcătoare.

2. Forma, dimensiunile și repartiția particulelor substanțelor care compun o perie influențează în mare măsură calitatea, indicînd gradul de omogenitate și reproductibilitatea materialului.

Fig. 8. Marca EG 5309 Carbone — Franța (125 ×). Porozitatea este de tip „lac".

Se știe, în general, că grafitul de granulație mai mare are o rezistivitate mai mică decît cel de granulație fină.

La periile de electrografit s-a constatat că materialele pe bază de negru de fum prezintă o uzură scăzută și proprietăți bune de comutare, chiar la viteze periferice mari, în cazul în care rețeaua de negru de fum este formată din agregate mari, dure și avînd o granulație grosieră [6], [18], [19], [20]. S-a emis ipoteza că faptul s-ar datora, pe de o parte, prafului de uzură care se formează între perie și colector, care, fiind foarte fin, nu îngreunează contactul electric, iar pe de altă parte, rezistenței mecanice sporite a agregatelor dure de negru de fum, care împiedică uzura prematură a periei. O asemenea structură prezintă marca universală sovietică EG-74 [20].

La periile de cupru-grafit, granulația celor doi componenți principali influențează în mod hotărîtor asupra conductibilității electrice a periei [21]. În aceste materiale, grafitul are rolul de a reduce uzura colectorului și a periei, micșorînd coeficientul de frecare a materialului. Prețul de cost al cuprului fiind de circa patru ori mai mare decît al grafitului, se urmărește obținerea unei conductibilități electrice maxime, cu un conținut minim de cupru. Cum însă cuprul are o conductibilitate electrică de circa 250 ori mai mare decît grafitul, într-un material de cupru-grafit particulele de grafit trebuie considerate, într-o primă aproximație, ca izolanți ce provoacă discontinuități în rețeaua fazei conductibile. Ca atare, pentru a obține conductibilitatea electrică maximă, cuprul trebuie să formeze o rețea tridimensională continuă, în care grafitul să se găsească, pe cît posibil într-o repartiție discontinuă, sub formă de „insule". Trebuie evitate „insulele de cupru". Aceasta se poate realiza, fie prin prezența cuprului într-o mare majoritate volumetrică, fie prin prezența cuprului într'o mare majoritate volumetrică, fie — atunci cînd cuprul este minoritar — prin folosirea unei pulberi de cupru cu o cît mai mare suprafață specifică, formînd, pe cît posibil, o peliculă continuă pe suprafața particulelor de grafit.

Reproductibilitatea materialului poate fi apreciată, firește, numai în cazul în care cel ce efectuează studiul microstructural dispune de probe din aceeași marcă de perie, însă provenind din diferite șarje fabricate în perioade diferite. Un material este considerat reproductibil numai în cazul în care microstructura mai multor probe diferite este, practic, aceeași.

3. Un alt factor structural care influențează performanțele periilor este și porozitatea. Interesează nu numai valoarea globală a porozității materialelor, ci și forma și repartiția porilor [2]. În rețeaua de cărbune, porii umpluți cu aer au rolul de izolanți, determinînd scăderea conductibilității electrice a periei. Dacă porii sînt izolați, în formă de „lacuri", materialul are o structură de solid continuu, prin care curentul electric poate circula fără obstacole, rezistivitatea electrică fiind relativ mică. În cazul în care însă porii sînt sub formă de „rîuri", rețeaua solidului devine discontinuă, curentul electric trebuie să străpungă golurile de aer, rezistivitatea crește. Între aceste două extreme — de solid continuu și de porozitate continuă — poate exista o gamă întreagă de structuri intermediare. Pentru ilustrare se indică drept o structură cu porozitate caracteristică de tip „lac", cea din figura 8 și o structură cu porozitate de tip „rîu", cea din figura 9.

De porozitate depinde și rezistența mecanică a periilor, ceea ce determină în mare măsură uzura acestora [22].

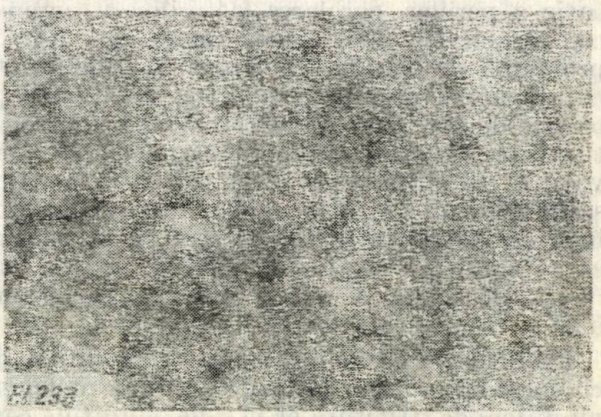


Fig. 9. Marca 271 R Carbone — Franța (125 ×). Porozitatea este de tip „rîu".

În sfîrșit s-a constatat că porozitatea influențează și proprietățile de comutare ale periilor, mai ales la mașinile care lucrează cu viteze periferice mari [18], [22]. S-a observat că periile de electrografit prea compacte produc scînteierea

de comutaţie [15], deoarece astuparea porilor de pe suprafaţa de frecare determină pierderea stabilităţii contactului electric. Această tendinţă a putut fi mult redusă, dînd periei o structură cu pori deschişi. Dacă această porozitate se realizează fără a atrage după sine o fragilizare a structurii cu pierderea rezistenţei ei mecanice, periile respective sînt foarte utile pentru maşinile mari de curent continuu. Pe de altă parte, la maşinile pentru tracţiune electrică şi Diesel electrică, sînt necesare tocmai perii compacte, cu presiune mare de contact, rezistente la vibraţii şi şocuri mecanice.

4. Studiul metalografic face posibilă şi detectarea unei eventuale anizotropii [4]. Aceasta apare datorită condiţiilor de presare a periilor, cînd se produce o stratificare a materialului ce se traduce prin orientarea paralelă a cristalelor de grafit sau a porilor. Anizotropia structurală este foarte evidentă mai ales la mărcile de grafit de granulaţie relativ mare şi la cele de cupru-grafit. La periile de electrografit — din cauza rearanjării şi recristalizării particulelor în procesul de electrografitizare (adică după presare) — anizotropia structurală adesea dispare. La această clasă de perii, în special la materialele bogate în negru de fum, se observă mai frecvent o orientare preferenţială a porilor, datorită tocmai faptului că structura negrului de fum nu se modifică prea mult prin tratamentul de grafitizare.

După cum se ştie, anizotropia structurală atrage după sine o anizotropie a rezistivităţii electrice, a rezistenţei mecanice, a durităţii şi a coeficientului de frecare [13], [14]. Tocmai de aceea este necesar ca studiul structural să detecteze existenţa unei eventuale anizotropii, deoarece condiţiile optime de exploatare a periilor se obţin prin aşezarea acestora avînd stratificaţia paralelă cu planul colectorului.

5. Determinările de microduritate, care se execută pe aceleaşi şlifuri metalografice pe care se efectuează şi studiul structurii, permit, pe de o parte, identificarea diferiţilor componenţi — pe baza diferenţelor de duritate — iar pe de altă parte, furnizează informaţii preţioase asupra condiţiilor tehnologice de fabricaţie a periilor [6], [7].

Într-adevăr, microduritatea indică în mare măsură gradul de electrografitizare a materialului, întrucît aceasta scade o dată cu transformarea cocsului în grafit [15].

Determinările de microduritate se pot corela şi cu observaţiile asupra porozităţii, dînd indicaţii cu privire la rezistenţa mecanică a periilor.

În sfîrşit, măsurarea microdurităţii în funcţie de anizotropia structurală a materialului furnizează informaţii de care trebuie să se ţină seamă în exploatare.

IV. Clasificarea mărcilor de perii după criterii structurale

Folosind tehnica microscopică descrisă la cap. II, s-a efectuat studiul structural sistematic al unei serii de mărci de perii, fabricate de următoarele firme : Schunk & Ebbe— R.F.G., Ringsdorf — R.F.G., Le Carbone Lorraine — Franţa, Morganite — Anglia, R. S. F. Iugoslavia, Elektrokohle — R.D.G., U.M.E.B. — Republica Socialistă România.

Utilizînd drept criteriu principal ansamblul factorilor ce caracterizează structura diferitelor materiale şi ţinînd seamă şi de principalele caracteristici tehnice ale mărcilor de perii (prezentate în cataloagele firmelor producătoare sau determinate în laboratorul de materiale rezistive din I.C.P.E.), s-a alcătuit clasificarea prezentată în tabela 1.

La împărţirea mărcilor de perii în diferite clase s-au avut în vedere, în primul rînd, natura chimică a componenţilor materialului şi proporţia lor relativă. Evaluarea semicantitativă a proporţiei dintre componenţi s-a făcut, folosind metodele microscopice curente, prin aprecierea suprafeţei ocupate de fiecare component în raport cu suprafaţa totală ce intră în cîmpul de observaţie al microscopului. În cazul mărcilor de cupru-grafit, pentru a se obţine o compoziţie procentuală gravimetrică, a trebuit să se ţină seamă de densitatea cuprului şi grafitului, făcîndu-se astfel trecerea de la procentele volumetrice la cele gravimetrice.

Determinările de microduritate au servit mai ales pentru a se diferenţia carbografitul de electrografit. Aceasta, deoarece — după cum s-a arătat la pct. III. 5 — valoarea microdurităţii permite să se facă distincţia între grafitul natural, cel artificial şi cocs, grafitul natural avînd duritatea cea mai mică, iar cocsul, duritatea cea mai mare.

În figurile 10—22 se prezintă microstructura cîte unui tip de perie din fiecare subclasă indicată în tabela 1.

Petele negre din fotografii reprezintă pori impregnaţi cu răşină sintetică. În figurile 10—13, cristalele strălucitoare, de formă alungită şi structură fibroasă, reprezintă grafit. În figura 13 se distinge grafitul artificial, sub formă de conglomerate foarte strălucitoare, în masa de grafit natural, fibros ; granulele de negru de fum nu se pot observa decît în fotografii color.

Particulele compacte, poliedrice, din figura 14, sînt aglomerate de negru de fum ; în figura 15 se distinge un cristal strălucitor, neted, de cocs de petrol, alături de un conglomerat de grafit fibros, într-o masă continuă de negru de fum. În figurile 17 şi 18 reţeaua de negru de fum apare ca o masă uniformă, în care se observă cristale strălucitoare de grafit şi pori bine conturaţi. În figura 19 se observă clar reţeaua de grafit artificial, în care nu se pot observa parti-

Tabela 1

Nr. crt.	Clasa	Subclasa	Caracteristici structurale	Mărci de perii pe producător						
				Republica Socialistă România U.M.E.B.	R.D.G. EKL	R.S.F. Jugoslavia	Anglia Morganite	Franța Carbone	R.F.G. Ringsdorf	R.F.G. S. & E.
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Grafit	1.1.	rețea fibroasă, pronunțat anizotropă, poroasă	—	H9F	—	HM6	LFC 557	—	—
		1.2.	rețea de grafit de granulație mică, compactă, izotropă sau slab anizotropă	GR 2A	—	—	—	—	RU10	—
		1.3.	rețea de grafit impregnată cu material plastic termorigid	—	—	—	IM 9101	—	—	—
		1.4.	rețea de grafit natural, cu grafit artificial și negru de fum în fază dispersă	GR 1 GR 20 GR 40	GWS	—	—	—	—	—
2	Carbo-grafit	2.1.	rețea de grafit cu cantitate mare de negru de fum în fază dispersă	GR 3, GR 5 GR 30, GR 31	—	—	—	—	—	—
		2.2.	rețea de grafit cu cocs în fază dispersă	GR 2F	—	—	—	—	—	—
		2.3.	rețea de negru de fum cu grafit artificial în fază dispersă	GR 50	K 135	—	—	—	—	—
3	Electro-grafit	3.1.	rețea de negru de fum	—	—	EG32	EG 10, EG 14 EG 11S EG 6749N	EG 300	RE 59 RE 59 W	—
		3.2.	rețea de negru de fum întrepătrunsă cu grafit	GR 30	E 149, E 151 E 314S E 335, E 344 EKG	EG 21	—	EG 40, EG 97 274 R EG 5309 EG 5309 D/T	RP 5H	—
		3.3.	rețea de cocs grafitizat	—	E 22, E 87	—	EGO	EG 34D EGAD	—	—
4	Cupru-grafit	4.1.	conținut de cupru între 50 și 75%, fără adaos de aliere	MGR 42	M 604	—	CM 5B	CG 75	EN 50 EN 1500	A 12S
		4.2.	conținut de cupru între 50 și 75%, cu adaos de aliere	—	M 58 M 594	—	—	—	—	—
		4.3.	conținut de cupru $\geqslant$ 75%, cu adaos de aliere	MGR 4 MGR 5 MGR 7 MGR 10	M 603	—	CM 1S CMO	—	—	B 4

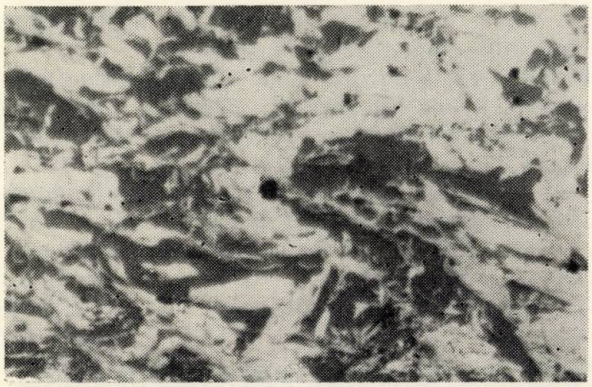


Fig. 10. Marca HM 6 Morganite — Anglia (125 ×). Subclasa 1.1.

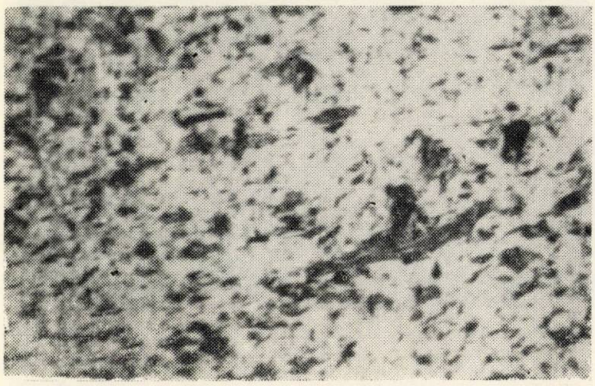


Fig. 11. Marca RU 10 Ringsdorf — R.F.G. (125 ×). Subclasa 1.2.

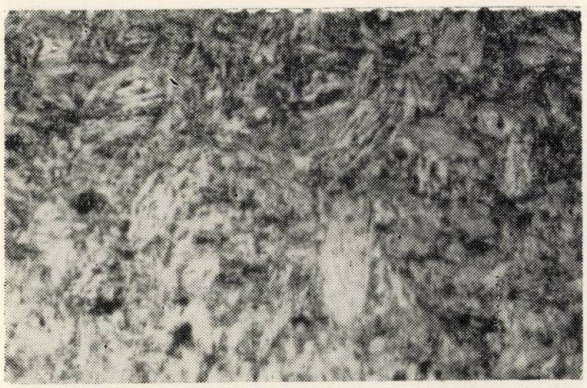


Fig. 12. Marca IM 9101 Morganite — Anglia (125 ×). Subclasa 1.3.

Fig. 13. Marca GWS EKL — R.D.G. (125 ×). Subclasa 1.4.

Fig. 14. Marca GR 30 U.M.E.B. — Republica Socialistă România (125 ×). Subclasa 2.1.

Fig. 15. Marca GR 2F U.M.E.B. — Republica Socialistă România (125 ×). Subclasa 2.2.

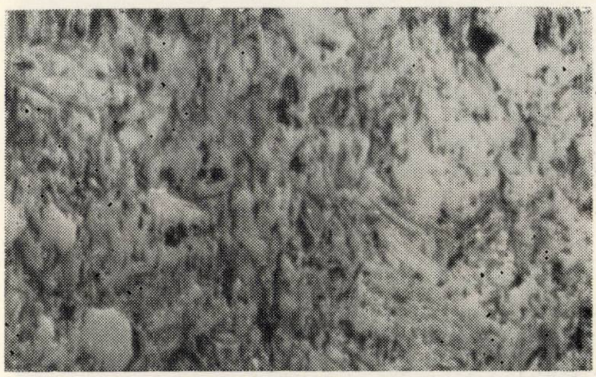


Fig. 16. Marca GR 50 U.M.E.B. — Republica Socialistă România (125 ×). Subclasa 2.3.

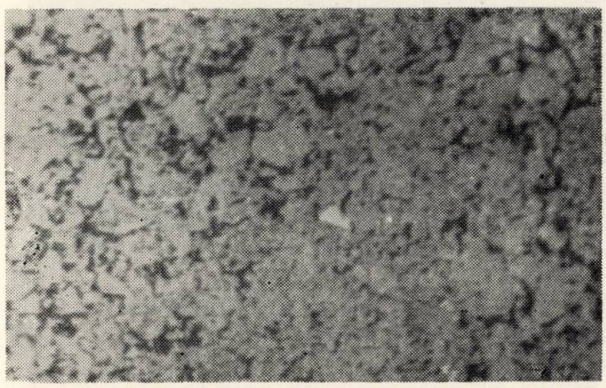


Fig. 17. Marca EG 300 Carbone — Franţa (125 ×). Subclasa 3.1.

culele disperse de negru de fum (diferențiabile numai pe fotografii color).

În figurile 20—22 sînt reprezentate structurile periilor de cupru-grafit. Particulele foarte strălucitoare, de formă dendritică, sînt de cupru. Grafitul apare cenușiu deschis, iar

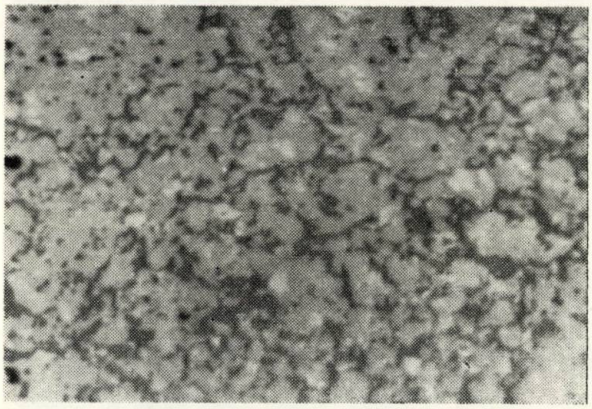


Fig. 18. Marca EG 40 Carbone — Franța (125 ×). Subclasa 3.2.

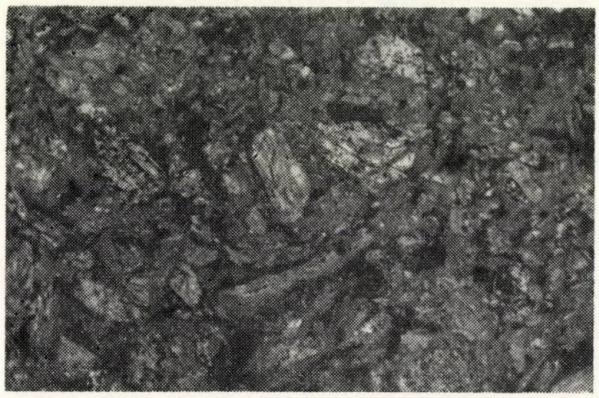


Fig. 19. Marca E 22 EKL — R.D.G. (125 ×). Subclasa 3.3.

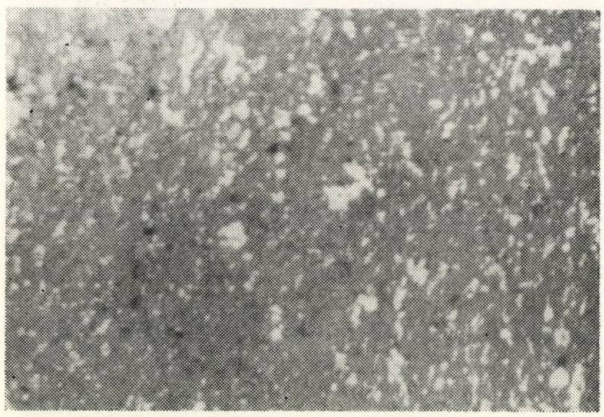


Fig. 20. Marca M 604 EKL — R.D.G. (125 ×). Subclasa 4.1.

petele negre sînt pori. În centrul figurii 22 se vede o particulă cenușie, mai deschisă decît grafitul, care reprezintă oxid de plumb, incomplet redus la plumb metalic, folosit ca adaos de aliere în materialul periei; plumbul metalic nu se poate diferenția de grafit, pe cale microscopică, în fotografiile alb-negru.

Comparînd clasificarea pe criterii structurale (tabela 1) cu clasificarea propusă de Lifșiț [1] (tabela 2), trebuie făcute următoarele precizări.

Din punct de vedere structural, subgrupele 3a (grafit obișnuit cu liant) și 3b (grafit natural fără liant) din tabela 2 nu pot prezenta deosebiri între ele; de aceea, în tabela 1, mărcile de perii alcătuite exclusiv din grafit au fost împărțite în două subclase (1. 1. și 1.2), ținîndu-se

Fig. 21. Marca M 594 EKL — R.D.G. (125 ×). Subclasa 4.2.

seamă de anizotropia structurală și porozitatea materialelor, astfel încît — în acest caz — cele două clasificări nu se suprapun decît parțial. De asemenea, subclasa 1.4. din tabela 1 nu apare de loc în clasificarea lui Lifșiț, în care

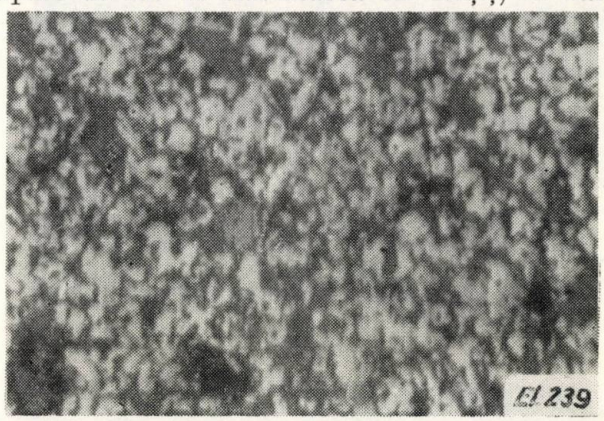


Fig. 22. Marca B 4 S & E — R.D.G. (125 ×). Subclasa 4.3.

nu sînt introduse perii de grafit cu un mic conținut de negru de fum. Subclasa 1.3. coincide cu subgrupa 3c.

În privința periilor de carbografit, cele două clasificări se suprapun destul de bine, întrucît subclasele 2.1. și 2.2. din tabela 1 corespund cu subgrupa 2a, iar subclasa 2.3., cu subgrupa 2b din tabela 2.

Mărcile de perii de electrografit sînt împărțite, conform clasificării lui Lifșiț, după criteriul durității macroscopice. Această proprie-

Tabela 2

Nr. clasei	Denumirea clasei	Subclasa	Caracteristica subclasei, materii prime principale, particularităţi tehnologice	U.R.S.S.	R.D.G. Elektrokohle	R.P. Chineză Electrocarbon	R.P. Polonă	R.S. Cehoslovacă	Anglia Morganite	S.U.A. Naţional	S.U.A. Spear-Carbon	Franţa Le Carbone Lorraine	R.F.G. Ringsdorf
1	Cuprugrafit	1a	cupru $\geqslant$ 75 % + adaos de aliere presare fără liant tratament termic < 1000°C	MG2 MG64	M58 M510 M584 M599 M603	TS2	CMG 701	M15	CMIS CMO	—	688 692	—	CL11
		1b	cupru 50— 75 % + adaos de aliere presare fără liant tratament termic < 1000°C	MGS5	M594	TSQ5	CMG 706 CMG 707	—	—	—	698	CG 75	EN12, EN135, EN150, EN60, EN19, EN10, CL4
		1c	cupru $\geqslant$ 75 %, fără adaos de aliere, fără liant tratament termic <1000°C	M6	M570 M601	TS	CMG 703	M8 M10 M12	CM CM2 CM3H CM5H	543, EL ALA, N115 N1156 N125, NI256	680, 690 682	OMC MCI CG4	—
		1d	cupru 50—75 % liant-smoală, gudron tratament termic < 1000°C	MG4	M604	TS4	CMG 702	M18 M20 M25 M30 M35	CM5B CM6	549, 559 29, 39, 49	673 697	CG50 CGG5 CG651 CG2 CG3, MC94	EN1350 EN1500 EN50 CL9
		1e	cupru $\leqslant$ 50 % liant-smoală, gudron tratament termic < 1000°C	M1, M3 M6, M20	—	T1, T3, T6, T20	CMG 704 CMG 705	—	CM9	840 K AYK	661, 672 669	CG33 —	RW3N
		1f	cupru ~ 10 %	611M	—	—	—	—	—	—	—	LFC3	—
2	Carbografit	2a	duritate medie componenţi : grafit + negru de fum, cocs, smoală, gudron tratament termic > 1000°C	—	G138 G94 GWS	—	EB, E21 E26, E30 E67	ST1	AO, A B,B6	9613 HRG	015	DH, D450 B60	—
		2b	duritate ridicată componenţi : negru de fum + grafit, liant tratament termic > 1000°C	T2 T6	K135 K302	Ta2 Ta S2	E8, E21 E26, E30 E67	T1 T3	C3 C4	306, 3061 400, 4001 402, 405 441, 442 E, El, 812 850, 888 M3, M36	H, HG 250, 357 990	QS, Pl P10, AA AH, AS	Sl, 836 W, WP 8698
3	Grafit	3a	grafit (obişnuit), liant-smoală, gudron tratament termic > 1000°C	G1, G3	—	S1, S3	— —	D1, D3, D10	Linkl Link5 HM3, HM5, HM6	623	610, 611 614, 619	— —	RNI RG5

(Tabela 2 urmare)

3	Grafit	3b	grafit natural în general fără liant şi fără tratament termic (uneori lian, gudron sau bachelită) tratament termic 200—500°C	—	G189 G323 G9 H9F	—	E68, E70 E400 E408 E418	D5	—	—	700 702	LFC2 LFC3A BG412 BG417 LFC62 BG28	RU10 NRC
		3c	rezistivă grafit + liant bachelită tratament termic ~ 200°C	—	G326 G346	—	—	—	PM50, PM60 PM70, PM85 IM2, IM3 IM6, IM7 IM8876 IM9101	PH	621	LFC62 BG28	—
		3d	abrazivă grafit + material abraziv (uneori şi alte materiale carbonice), liant-gudron, bachelită sau fără liant tratament termic 200°C sau > >1000°C	—	—	—	—	—	—	808, 8081 8089, 840 619, R64	—	LFC4	2054
4	Electro-grafit	4a	moale materii prime identice cu subclasa 3a (de grafit) însă suplimentar tratament termic la 2700—3000°C (electrografitare)	EG 4	—	DS4	—	—	EGO	258, AY	—	EG	RU5 RU7
		4b	duritate medie materii prime aceleaşi ca la subclasa 2a şi 2b de carbografit, însă suplimentar electrografitare	EG 2a	E22	DS2a	CEG732	—	EG3 EG4 EG5397	SA25 SA35,SA45 SA50 TA26, TA35 AX5(30)BU 6234R 234(30) 255(25) 259(35)	E3, 524	X, EGA EGAD EG34D EGOA	4011
		4c	duritate mare materii prime aceleaşi ca la subclasa 2b, însă suplimentar electrografitare	EG 8 EG 14 EG 74	E87, E149 E151, E3148, E335, E337, E334, EKG	DS8 DS14	CEG773 CEG734	—	EG8101 EG8565 EG10 EG12, EG14 EG11S EG16 EG17 EG6749 EG8666S	—	E22, E23 E24, E25 E25, E27 E28, E32 E34, E35 E36, E37 E41, E43 E44, E45 E46, EH 521, 580 4029, 5410 5410A 6758	XD EG30 EG 30 D EG40,EG48P EG63,EG70 EG97 EG98 EG99 EG5309N 274R EG300	HKG RP3 RP5H 8618 RE1 RE59 RE59W

tate nu poate însă reflecta decît duritatea globală a materialului, fără să se ţină seamă de duritatea proprie diferiţilor săi componenţi. De aceea, clasificarea periilor de electrografit după criterii structurale nu se suprapune decît parţial peste clasificarea lui Lifşiţ. Astfel, subclasele 3.1. şi 3.2. din tabela 1 corespund în cea mai mare parte cu subgrupa 4c, iar mărcile de perii din subclasa 3.3. se repartizează în subgrupele 4a şi 4b din tabela 2.

În sfîrşit, în ce priveşte periile de cupru-grafit, cele două clasificări se suprapun bine, corespondenţa fiind următoarea: subclasa 4.1. ~ subgrupa 1d; subclasa 4.2. ~ subgrupa 1b; subclasa 4.3. ~ subgrupa 1a.

V. Concluzii

Studiul structural, cu ajutorul microscopului metalografic al unei serii de perii de cărbune, a permis alcătuirea unei clasificări a mărcilor respective după criterii structurale. Această clasificare nu este completă, deoarece nu am avut la dispoziţie mărci de perii din toate tipurile existente.

Se constată că, în mare, clasificarea propusă (tabela 1) coincide cu clasificarea lui Lifşiţ [1], (tabela 2).

Desigur că o clasificare elaborată exclusiv pe considerente structurale nu poate fi suficientă, întrucît studiul structurii microscopice nu poate pune în evidenţă istoria periei şi nici prezenţa unor adaosuri care influenţează, adeseori în mod hotărîtor, proprietăţile finale ale periei. Pentru a se realiza însă o clasificare cît mai justă a largului sortiment de perii, existent pe piaţa internaţională, trebuie să se ţină seamă, în mod obligatoriu, şi de factorii structurali.

Corelarea structurii periilor de cărbune cu caracteristicile lor tehnice este, de asemenea, o problemă deosebit de importantă şi care necesită a fi studiată în mod amănunţit, întrucît ea poate furniza informaţii deosebit de utile din punct de vedere tehnologic.

În aprecierea acestei corelaţii nu trebuie să se scape însă din vedere comportarea periei în condiţii de funcţionare şi, în primul rînd, comportarea ei în procesul de comutaţie. Structura, ca element de sine stătător, nu-l va ajuta pe electrotehnician să se orienteze în acest domeniu decît dacă este dublată de un studiu sistematic al performanţelor periei, în funcţie de condiţiile concrete de exploatare.

Studiul structurii periilor electrice cu ajutorul microscopului metalografic contribuie la alcătuirea unei clasificări ştiinţifice a acestor materiale electrotehnice, fiind în acelaşi timp un instrument preţios de control al tehnologiei de fabricaţie.

În încheiere, autorul mulţumeşte tov. ing. E. Melehova din cadrul laboratorului de materiale rezistive al I.C.P.E., care i-a indicat unele referinţe bibliografice şi a efectuat o serie de determinări fizice asupra mărcilor de perii ce fac obiectul prezentului studiu.

Bibliografie

[1] *Lişifţ, P. S.* Elektroşcietki otecestvennovo i zarubejnevo proizvodstva. Moscova, Gosudarstvenîi Komitet po Elektrotehnike pri Gosplane S.S.S.R., 1963.

[2] *Pincus, I.* şi *Gendron, N. J.* Microscopy and structure of brush carbons. Proc. 4-th Carbon Conf. Buffalo, 1960, p. 687—703.

[3] *Brassard, S. Th.* şi *Holik, A.* Preparing various graphites for metallographic examination. In: Metal Prog. **81**, 5 mai 1962, p. 109—111.

[4] *Martin, S. W.* şi *Shea, F. L. Jr.* Microstructures of carbon products. In: Ind. Engng. Chem. **50**, nr. 1, 10 ian 1958, p. 41—46.

[5] *Clark, I. J.* Metallographic studies of reactor graphite materials — I. Cokes — J.S. At. Energy Comm. NW-68182, 1961.

[6] *Fialkov, A. S.* ş.a. Mikrostrucktura i mikrotverdost şcietok dlia elektriceskih maşin. În: Vestnik Elektroprom. **29**, nr. 10, oct 1958, p. 19—23.

[7] *Fialkov, A. S.* ş.a. Ob oţenke mikrostrukturî i mikrotverdosti uglerodistîh materialov. În: Zav. Lab. **23**, nr. 9, 1957, p. 1091—1092.

[8] *Mrosowski, S.* The nature of artificial carbons. În: Ind. Carbon and Graphite, Londra, 1957, p. 7—18.

[9] *Boehm, H. P.* şi *Hofman, V.* Einleitender Bericht über Graphit. În: Berichte DKG **41**, nr. 2, febr 1964, p. 128—133.

[10] *Fialkov, A. S.* Tehnologhie i oborudovanie elektrougolnovo proizvodstva. Moscova, Gosenergoizdat, 1958, p. 38—52.

[11] *Lifşiţ, P. S.* Scietki dlia elektriceskih maşin. Moscova, Gosenergoizdat, 1961, p. 7—23.

[12] *Christu, N.* ş.a. Der Graphitierungsgrad von künstlichen Graphiten. În: Berichte DKG **41**, nr. 2, febr 1964, p. 143—153.

[13] *Holm, R.* Electric Contacts Handbook. Berlin, Springer Verlag, 1958, p. 440—448.

[14] *Millet, M. J.* Le graphite, sémiconducteur mal connu. În: Bull. Soc. Franc. Electr. **8**, II, nr. 13, ian 1961, p. 39—46.

[15] *Belkin, M. D.* şi *Stihnov, G. S.* Scietki dlia elektriceskih maşin, ih proizvodstva i primenenie. Moscova, Gosenergoizdat, 1952, p. 47—67.

[16] *Lifşiţ, P. S.* Struktura i svoistva mednografitovîh smesei. În: J. Prikl. Him. **31**, nr. 3, mart 1958, p. 394—408.

[17] *Hofmann, W.* şi *Pieper, G.* Über den Einfluss von Zusätzen auf das Reibverhalten von Sinterkupfer. În: Z-Metallkunde **49**, nr. 2, 1958, p. 80—86.

[18] *Millet, M. J.* Contributions aux problèmes de balais, de bagues et de commutation. Les Balais. În: Bull. Soc. Franc. Electr. **5**, nr. 51, mart 1964, p. 127—142.

[19] *Fialkov, A. S.* şi *Lifşiţ, P. S.* Nekotorîe voprosî proizvodstvaelektroşcietok. În: Vestnik Elektroprom. **29**, nr. 5, mai 1958, p. 18—22.

[20] *Lifşiţ, P. S.* ş.a. Novîe marki elektroşcietocinîh materialov. În: Vestnik Elektroprom. **31**, nr. 8, aug 1960, p. 17—19.

[21] *Beech, N. N.* şi *Price, N. S. T.* Copper-graphite materials. În: Ind. Carbon and Graphite, Londra, 1957, p. 448—462.

[22] *Vaugham, M.* Recent developments in the use of carbon for current collection. În: Ind. Carbon and Graphite, Londra, 1957, p. 421—426.

Intrat în redacţie la 25. III. 1966

DISCUȚII

Asupra articolului **„Unele aspecte privind studiul microscopic al structurii periilor pentru mașini electrice"**, de dr. chim. Janine Neuberger, apărut în: Electrotehnica **15**, nr. 7, iulie 1967, p. 243—253

OBSERVAȚII

Articolul tov. J. Neuberger abordează un domeniu util în electrotehnică și de mare importanță economică, domeniu în care informațiile curente sînt însă insuficiente pentru conturarea tehnică, atît în ceea ce privește fenomenele, cît și în ceea ce privește materialele. O bibliografie bogată (21 ref.) și recentă (1952—1964) creează ambianța din punct de vedere științific. Lucrările efectuate de autor au avut, desigur, ca prim scop să găsească criterii în vederea încadrării, completării și, eventual, limitării sortimentelor de perii produse în Republica Socialistă România.

Studiile întreprinse constau în încercarea reușită de a găsi în structura periilor de cărbune un criteriu de clasificare.

Trebuie însă subliniat de la început că folosirea acestui singur criteriu în completarea actualelor categorii compoziționale (G, KG, EG, MG) nu asigură încă clasificarea pe grupe de caracteristici interesînd exploatarea electrotehnică.

În introducere se afirmă că, din cauza marei varietăți în calitatea periilor, alegerea acestora pentru o utilizare dată este o problemă greu de rezolvat. În realitate, situația este alta. Lipsa de criterii științifice, care să lege proprietățile de exploatare electrotehnică pe o mașină dată de cele proprii ale periei, este aceea care poartă vina situației.

Din acest punct de vedere, căutarea și analizarea unui nou criteriu în domeniu, cel structural, constituie o acțiune pe cît de importantă pe atît de dificilă, din cauza implicațiilor sale de ordin electrotehnic, care presupun o specialitate ascuțită în acest domeniu. Autorul ocolește această dificultate, controlîndu-se prin corespondența cu o clasificare existentă, ea însăși de valabilitate limitată. Cu această ocazie trebuie remarcat că în clasificarea Lifșiț au fost folosite criterii tehnologice care, ducînd în mod evident la structuri distincte, conțin aprioric în sine criteriul structural. În lumina acestei situații, clasificarea făcută de autorul articolului în cauză ia un aspect de verificare, respectiv de precizare, în cadrul clasificării lui Lifșiț. Am pus în evidență acest aspect, întrucît din el rezultă faptul că noua clasificare nu umple golul de bază din domeniu, adică lipsa criteriilor de corelare dintre proprietățile periei și calitățile sale de utilizare.

Presupunînd, de exemplu, drept criterii de clasificare conductivitatea termică, rezistivitatea electrică, densitatea, culoarea sau oricare altele, s-ar obține clasificări noi din care unele cu mai multă și altele cu mai puțină valabilitate practică sau circulație. În realitate, toate criteriile au un oarecare rol diferențiator, dar valabilitate numai într-un domeniu îngust. Problema unui criteriu de largă valabilitate nu este încă rezolvată.

Valabilitatea criteriului considerat se poate analiza în două moduri. Ori se prevăd teoretic o serie de corelări și se supun verificării statistice, ori invers, se caută statistic fenomene semnificative, găsindu-le apoi o ipoteză fundamentală. Autorul articolului nu a mers pe nici una din aceste căi. El a privit chestiunea corelării proprietăților drept o problemă distinctă rezolvată, de exemplu, în clasificarea cu care face comparația. Bazat pe această ipoteză, el caută și găsește pentru periile existente, criterii de încadrare în clasificarea sa, folosind deci indirect criteriile compoziționale și tehnologice conținute acolo.

În introducere se arată că pentru clasificare au fost folosite cinci criterii ce se determină sub microscop. Ele nu reapar complet în clasificarea din tabela anexă 1, cum este, de exemplu, microduritatea.

Descriind partea experimentală și indicînd documentația folosită, se evidențiază unele aspecte originale de metodică, precum și marele volum de muncă, respectiv ponderea statistică a materialului verificat. S-au strecurat însă unele inconsecvențe ca, de pildă, descrierea amănunțită a metodei lui Pincus [2], ca tehnică cu caracter suplimentar, fără să se descrie fenomenul de bază care a fost luat în considerație pentru stabilirea existenței anizotropiei optice. Acest lucru ar fi fost util, pe plan general, pentru ușurarea extinderii metodei de lucru. Dacă o punere în evidență a grafitului se poate face prin stabilirea anizotropiei optice și dacă variația culorilor de interferență este caracteristică pentru grafit și cărbunii grafitizabili, metoda nu este însă univocă și indicația privind criteriile de diferențiere lipsește din descriere.

Microduritatea determinată prin metoda Fialcov se bazează pe măsurarea deformației remanente a materialului studiat. În această situație, mărimea amprentei determinată prin strivirea numai a colodiului poate da indicații asupra elasticității și nu asupra durității, care se definește în legătură cu rezistența la strivire, respectiv cu apariția deformațiilor permanente. Deoarece în articol microduritatea nu apare nicăieri drept criteriu, sînt greu de întrevăzut urmările practice ale asimilării celor două caracteristici distincte.

Partea a treia a articolului extrage din literatură unele legături între caracteristicile fizice ale periilor pentru colectoare și proprietățile lor în exploatare, fără a se trece însă la precizări cu utilitate directă. Se afirmă că în bibliografiile [9], [10], [11] s-au stabilit unele corelări cu interpretări teoretice satisfăcătoare; nu se indică însă care. Discuția criteriului structural, în lumina interpretărilor științifice amintite ca satisfăcătoare, ar fi aruncat o lumină mai intensă asupra posibilităților și limitelor potențiale ale acestuia, respectiv asupra utilității sale în domeniul electrotehnic.

Autorul nu comentează decît prea puțin corelările indicate în bibliografiile [12], [13], [14], [15]. Referindu-se la proprietățile lubrifiante ale grafitului și la coeficientul său redus de frecare, ar fi fost necesar să se fi completat condițiile în care au loc acestea, știind că aici atît regimul electric, cît și ambianța joacă un rol hotărîtor. Articolul leagă duritatea mică a grafiturilor cu rezistența lor mecanică scăzută, precum și cu uzura mare a periei, ceea ce depinde, de asemenea, puternic de condițiile exploatării. Dependența indicată ca normală nu este valabilă decît în unele cazuri.

În ceea ce privește natura grafitului, natural sau artificial, autorul consideră proprietățile ca similare, ceea ce nu se poate considera ca demonstrat.

În continuare se arată că [15] prezența negrului de fum în proporție mare determină creșterea durității și rezistivității, iar o dată cu acestea, creșterea rezistenței mecanice. Cum rezistența mecanică depinde în mare măsură de structură și direcția anizotropiei (orientarea față de colector), ar fi fost util ca autorul, specialist tocmai în acest domeniu, să comenteze rezultatele sale experimentale în acest sens, în afară de comparația sa permanentă cu clasificarea Lifșiț.

Trecînd în revistă și proprietățile metalografitelor din punctul de vedere al fazelor, se arată din nou rolul lubrifiant al grafitului, și, în completarea acestei idei, se subliniază importanța deosebit de mare a structurii. Despre rolul altor componenți doriți sau nedoriți (impregnanți, abrazive, bronzuri, oxizi etc.), a căror influență este uneori fundamentală, nu se pomenește nimic. Rolul acestora nu poate fi ocolit dacă se dorește fundamentarea unei clasificări general utile pentru industrie, adică concomitent utilă pentru industria producătoare de perii și pentru industria largă consumatoare a periilor pentru motoare electrice.

Tot în capitolul 3 se analizează influența formei, dimensiunilor și repartiției substanțelor care compun o perie, arătînd că ele condiționează, între altele, gradul de omogenitate și reproductibilitatea. Aceste ultime două criterii nu pot avea un rol în clasificare deoarece caracterizează numai starea de valabilitate sau rebut în cadrul produselor oricărui nomenclator.

În continuare se arată că după bibliografiile [6], [17], [18], [19], periile din electrografit pe bază de negru de fum au bune calități de comutare, chiar la viteze mari de lucru, datorită fineței prafului de uzură și că uzura este scăzută datorită rezistenței mecanice a agregatelor din negru de fum. Electrografitul nu se poate forma pe baza negrului de fum, acesta nefiind grafitizabil. Electrografitul poate însă întrepătrunde o rețea dură de negru de fum, dîndu-i o rezistență mecanică mărită la șocuri. Uzura sistemului perie „plus colector" rămîne însă esențialmente legată de condițiile electrice și de caracteristicile mediului în care se face exploatarea. Amintesc tot aici că ipotezei citate, după care bunele calități de comutare s-ar datora fineței prafului produs prin uzură

și care nu ar îngreuia contactul electric, i s-ar putea opune o ipoteză mai fructoasă, legată, de exemplu, de persistența muchiilor (periei) din rețeaua de negru de fum la temperaturi înalte și de plasma conductrice, formată în timpul exploziei electrotermice a vîrfurilor cristalelor de grafit între perie și colector în condiții normale de funcționare. Pentru comutare bună în condiții electrice grele, o importanță de prim ordin o are modul de folosire a anizotropiei structurale, atît în ceea ce privește microstructura rețelei cristaline, cît și cea privind stratificarea macroscopică a materialului. Acest efect este amintit numai în legătură cu porozitatea cînd i se opune faptul că, în lipsa acesteia, respectiv în cazul astupării porilor de către praf la nivelul suprafeței de frecare [5], contactul electric devine instabil, stricînd calitățile de comutare. Fenomenul trebuie să fie însă de natură diferită, întrucît este de neconceput ca porii, oricît ar fi de mari, să poată rămîne deschiși pe toată durata de viață a periei fără să se colmateze prin cumularea prafului. Se poate concepe însă o altă ipoteză în baza căreia în cursul comutației dificile, din cauza debitului mărit de explozii electrotermice, presiunea specifică normală pe perie nu mai este suficientă pentru asigurarea stabilității contactului dintre perie și colector. Din această ipoteză ar rezulta în mod evident că, pentru a asigura totuși contactul necesar comutării, s-ar putea acționa prin mărirea presiunii specifice pe perie (procedeu folosit în tracțiunea electrică) sau s-ar putea permite evacuarea gazelor prin pori (conductibilitate pneumatică) în vederea amortizării șocurilor produse prin detenta rezultată în timpul exploziilor numite (procedeu folosit la periile pentru mașini mari de curent continuu). Dacă prin experimentări corespunzătoare, ipoteza de mai sus ar duce la confirmări cantitative, atunci s-ar putea găsi diferite relații foarte utile între caracteristicile electromecanice ale mașinilor electrice și proprietățile de cerut periilor care ar funcționa pe colectorul lor.

În sfîrșit, tot la capitolul porozitate ar fi util un studiu referitor la microporozitatea activă (gen sită moleculară) a conținutului de cocs sau mangal, al cărei rol poate fi analizat multiplu atît în ceea ce privește capacitatea de a absorbi gazele, cît și proprietatea de a fi rezervor de umiditate cu rol în geneza proprietăților lubrifiante ale cărbunelui (acid grafitic).

Cu această ocazie este posibil să apară justificări de natură să oblige introducerea clară și distinctă a categoriei grafiturilor asociate cu alte elemente și tratate la temperaturi de peste 1 000 °C, cînd se produce activizarea cărbunelui fără grafitizare. Categoria cu aceste caracteristici apare distinctă la Lifșiț sub 3a, diferențiindu-se clar de categoria 3b. În clasificarea Neuberger, criteriul de mai sus nu a fost considerat și cele două categorii amintite apar cumulate între grafituri la 1.1.

Încheind capitolul 3 cu unele considerații asupra microdurității, autorul lasă capitolul deschis deoarece, în afara referințelor la bibliografie (Fialcov, Belkin și Stihnov), nu se aduc informații noi. Nu rezultă în ce mod microduritatea sau microelasticitatea, care au fost studiate, sprijină sau infirmă clasificarea adoptată.

Comparînd în capitolul 4 clasificarea sa exclusiv structurală cu a lui Lifșiț, stabilită pe baza unor criterii mai largi, autorul constată o bună suprapunere. Se observă însă și diferențe care pot fi considerate naturale de îndată ce nici una dintre clasificări nu are pretenția de a fi completă. Astfel, clasificarea structurală este mai săracă la grafituri (3a și 3b), apărînd totuși cu o categorie (1.4.) în plus, care nu trebuie considerată semnificativă aici, ea fiind la limita domeniului dintre grafit și carbografit. Subîmpărțirea carbografitului este puternic îmbogățită prin apariția categoriilor 2.1. — 2.2. — 2.3. și 1.4.

În ceea ce privește subclasele electrografiturilor, ambele clasificări se cer completate, deoarece evidențiază numai, parțial, caracteristicile determinante ale proprietăților de exploatare. Clasificarea lui Lifșiț preferă duritatea drept criteriu principal de subîmpărțire a electrografiturilor și consideră natura materiei prime drept auxiliar prețios. Este adevărat că la temperatura de grafitizare (2 700 — 3 000°C) vor rezulta structuri dependente de natura materiei prime folosite. Fără a dispune însă de criterii diferențiatoare privind materia primă și modul de presare înainte de electrografitizare, vor rezulta subclase întrepătrunse neconturate. Din acest punct de vedere, clasificarea structurală care recurge la criterii clare, univoce, prezintă avantaje evidente. Aceasta va trebui însă să fie completată cu criterii suplimentare în vederea amplificării sale pe verticală sau pe orizontală, deoarece este cea mai bogată categorie în ceea ce privește diversitatea caracteristicilor de exploatare electrotehnică și ar putea înlocui complet toate grafiturile sau carbografiturile, dacă prețul ridicat al procesului de electrografitare nu ar împiedica aceasta.

Întrepătrunderea clasificărilor de care s-a vorbit mai sus poate fi concretizată prin relațiile 4c = 3.1. + 3.2. și 4a + 4b = 3.3.

Concluzii

Clasificarea propusă de autorul articolului prezintă avantaje asupra altora prin aceea că se bazează pe criterii ce pot fi urmărite prin studierea microstructurii unui material prezent și despre care nu se cunosc alte date. Din acest punct de vedere, criteriile clasificării Lifșiț cer cunoașterea tehnologiei de fabricație, ceea ce îngreuiază încadrarea unui material dat.

Justețea alegerii microstructurii drept criteriu de subdivizare a claselor compoziționale se poate considera demonstrată, în primul rînd, prin asemănarea conținutului subclaselor găsite cu cele rezultate din considerente de exploatare electrotehnică. Se poate observa, de asemenea, că noul criteriu devine util mai ales la limita domeniilor dintre grafit, carbografit și electrografit.

Lărgirea în continuare a criteriilor, ținînd seamă de efectul lor electrotehnic, adîncirea muncii începute, mergînd paralel cu dezvoltarea fabricației materialelor pentru perii, vor duce, desigur, la mari avantaje economice. Acestea vor rezulta atît din economia produsă prin crearea posibilității de standardizare a calităților fabricate, cu eliminarea progresivă a importurilor, cît mai ales din reducerea coeficientului de uzură dependentă de corecta alegere a calității elementelor componente ale sistemelor perie—colector, aplicat la marele număr al mașinilor electrice de toate felurile existente în exploatare.

Ing. *D. Mehedinți**

RĂSPUNS

Articolul „Unele aspecte privind studiul microscopic al structurii periilor pentru mașini electrice" a urmărit un dublu scop.

În primul rînd, să pună la dispoziția inginerilor electrotehnicieni elementele necesare pentru ca aceștia să înțeleagă mai profund și multilateral problemele legate de structura și proprietățile periilor ; înarmați cu aceste cunoștințe suplimentare, constructorii de mașini electrice pot face o alegere mai judicioasă a mărcilor de perii de care au nevoie și, totodată, se pot orienta cu mai multă ușurință în interpretarea fenomenelor de comutație.

În al doilea rînd, articolul urmărea să furnizeze tehnologilor unele date suplimentare folositoare la elaborarea procedeelor de fabricație a periilor.

Punctul de vedere expus de tov. ing. D. Mehedinți în referatul său este interesant tocmai pentru că el constituie părerea competentă a unui electrotehnician asupra oportunității și utilității studiului ce face obiectul articolului în discuție. Observațiile sale scot în evidență — pe lîngă avantajele metodei microscopice — și limitările sale inerente.

În legătură cu aceasta, sînt de făcut următoarele considerații.

Autorul și-a propus ca — folosind posibilitățile pe care le pune la dispoziție microscopia optică — să trateze problema corelației dintre structura și proprietățile fizico-mecanice ale periilor, fără să abordeze decît în mod cu totul tangențial problema corelației dintre caracteristicile tehnice ale periilor — așa cum derivă ele din structură — și comportarea acestora în cadrul sistemului perie-colector. O asemenea tratare — foarte interesantă, de altfel — ar fi necesitat un studiu cu caracter electrotehnic și nu unul cu caracter fizico-chimic și ar fi ieșit din sfera de preocupări a articolului în discuție.

* Ing. *D. Mehedinți* este autorul articolului „Perii de cărbune pentru mașini electrice", apărut în Electrotehnica 2, nr. 5—6, 1954, p. 181—193.

Prin însăşi natura ei, metoda microscopică este limitată. Aşa cum s-a menţionat şi în cadrul articolului, examenul microscopic nu poate pune în evidenţă toate amănuntele structurale ale unei perii ; el poate însă furniza informaţii preţioase privind caracteristicile tehnice ale materialului, ţinînd seamă tocmai de faptul că între structură şi proprietăţi există o strînsă legătură.

Este însă imposibil a face aprecieri asupra modului cum se va comporta o perie — de structură microscopică dată — atunci cînd va fi pusă să funcţioneze pe o anumită maşină electrică, fără a întreprinde, pentru aceasta, şi alte încercări, cu alte mijloace de investigaţie decît cele microscopice.

În aceeaşi ordine de idei trebuie precizat că limitările proprii metodei microscopice se extind şi asupra gradului de valabilitate al unei clasificări a mărcilor de perii, după criterii structurale. O astfel de clasificare nu poate fi universală, ea neputînd suplini cunoaşterea performanţelor periilor, în condiţii de funcţionare şi nici cunoaşterea anumitor elemente tehnologice.

Prezentînd această clasificare, autorul articolului a urmărit numai să demonstreze că propunerea de clasificare a lui Lifşiţ are o bază ştiinţifică reală şi nu constituie doar rezultatul unor observaţii cu caracter empiric.

În sfîrşit, în legătură cu observaţiile tov. ing. D. Mehedinţi asupra necesităţii de a preciza mai amplu, în conţinutul articolului, semnificaţia anumitor noţiuni (omogenitate şi reproductibilitate structurală etc.) şi de a explica mai amănunţit principiile ce stau la baza utilizării anumitor tehnici microscopice (studiul în lumină polarizată, aprecierea cantitativă a compoziţiei chimice a materialelor, determinarea microdurităţii etc.), autorul a considerat că aceste date suplimentare ar fi încărcat în mod inutil articolul. Aceasta deoarece — pentru cei ce lucrează în domeniul microscopiei — asemenea detalii ar fi părut banale, iar pentru electrotehnicieni, ele ar fi fost încă insuficiente, pentru a le permite să întreprindă singuri un studiu microscopic, fără a recurge la ajutorul fizico-chimiştilor.

Autorul articolului a ţinut seamă de cele mai importante observaţii relevate de referat cu privire la lipsurile din materialul prezentat şi a completat textul, în consecinţă.

Autorul mulţumeşte tov. ing. D. Mehedinţi pentru contribuţia adusă la îmbogăţirea conţinutului lucrării analizate, contribuţie care vădeşte o cunoaştere temeinică şi competentă a problemei.

Dr. chim. *Janine Neuberger*

Determinarea pierderilor magnetice prin metoda punţii în curent alternativ

Wilibald Szabo* — Braşov

CZ 621.317.431/2 : 621.317.733.025.1

1. Generalităţi

Metoda punţii este în prezent una dintre metodele destul de răspîndite în multe ţări pentru determinarea pierderilor magnetice în tole. Dintre avantajele acestei metode se pot aminti următoarele :

— se pretează la măsurări într-un domeniu foarte larg de frecvenţă, începînd de la 50 Hz pînă la frecvenţe de 50—100 MHz, domeniu în care majoritatea celorlalte metode nu mai sînt utilizabile ;

— sînt deosebit de utile pentru măsurări magnetice pe probe mici şi la inducţii foarte mici, condiţii în care pierderile magnetice sînt reduse şi se determină greu cu alte metode.

Metoda de măsurare cu ajutorul punţii în curent alternativ a fost aplicată, iniţial, la determinarea pierderilor magnetice în cîmpuri slabe, corespunzătoare porţiunii liniare a curbelor de magnetizare. În ultimii ani s-au făcut încercări pentru extinderea utilizării punţilor la măsurări în domeniul inducţiilor mari, apropiate de cea de saturaţie.

Scopul acestei lucrări este prezentarea unitară a metodei punţii în curent alternativ pentru măsurări magnetice şi a stadiului actual al cercetărilor în acest domeniu. Totodată se studiază cîteva aspecte teoretice privind utilizarea punţilor pentru măsurări la inducţii mari şi precizia acestor măsurări.

* Ing. *W. Szabo* este şef de lucrări la catedra de electrotehnică a Institutului politehnic din Braşov.

2. Unele aspecte teoretice ale metodei punţii în curent alternativ pentru măsurări magnetice

Principiul metodei punţii pentru determinarea pierderilor magnetice (şi eventual a permeabilităţii materialului) în tolele feromagnetice constă în măsurarea inductanţei şi rezistenţei unei bobine, al cărei miez îl constituie materialul de încercat. Aceasta se realizează în mod obişnuit prin echilibrarea punţii, variind doi parametri, în majoritatea cazurilor o rezistenţă şi o capacitate.

În cazul magnetizării materialelor feromagnetice în cîmpuri magnetice alternative, apariţia în secţiunea materialului a curenţilor turbionari are ca efect modificarea cîmpului magnetizant, precum şi creşterea pierderilor magnetice. Spre deosebire de ciclul static de histerezis, suprafaţa ciclului dinamic de magnetizare este proporţională cu suma dintre pierderile prin histerezis, prin curenţi turbionari şi în cazul frecvenţelor înalte şi cu pierderile datorite viscozităţii magnetice (post-efect magnetic). Deci, lăţimea ciclului pentru aceleaşi valori maxime ale inducţiei creşte în curent alternativ faţă de curent continuu.

Forma ciclului dinamic de magnetizare, pentru un material dat, depinde de valoarea maximă a inducţiei (mai puţin de forma curbei inducţiei) şi de frecvenţă. La valori mici ale inducţiei forma ciclului se apropie mult de o elipsă, deoarece atît inducţia cît şi intensitatea cîmpului magnetic sînt practic sinusoidale. La inducţii

medii și înalte și la frecvențe joase, suprafața ciclului dinamic este determinată în primul rînd de pierderile prin histerezis și ca formă seamănă cu ciclul histerezis. La creșterea frecvenței crește ponderea pierderilor prin curenți turbionari și forma ciclului dinamic de magnetizare se apropie din nou de elipsă.

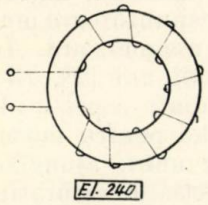


Fig. 1. Bobină cu miez toroidal feromagnetic.

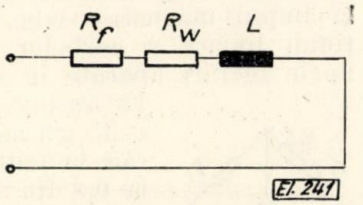


Fig. 2. Schema echivalentă a bobinei cu miez feromagnetic.

După cum se știe, pentru a simplifica exprimarea analitică a ciclului dinamic de magnetizare, s-a propus înlocuirea acestuia printr-un ciclu eliptic echivalent, avînd aceeași suprafață. O asemenea înlocuire este cu atît mai justificată cu cît inducția este mai joasă, iar frecvența mai înaltă și revine în fond la considerarea inducției și intensității cîmpului ca funcții sinusoidale.

Dacă se ia $H = H_{max} \sin \omega t$ ca origine de fază, inducția magnetică va avea expresia:

$$B = B_{max} \sin (\omega t - \delta),$$

în care δ este unghiul pierderilor magnetice.

Cele două relații indicate constituie împreună ecuațiile parametrice ale ciclului eliptic echivalent înscris în dreptunghiul definit de valorile maxime ale ciclului real.

Să considerăm o bobină cu miez feromagnetic toroidal, de secțiune S și lungimea fibrei mediane l, avînd w spire uniform repartizate, cu rezistența R_w.

Dacă se neglijează fluxul de dispersie, ecuația acestui circuit, în complex este:

$$\underline{U} = R_w \underline{I} + j\omega w S \underline{B} = \underline{I} \left(R_w + j\omega w S \frac{\underline{B}}{\underline{I}} \right).$$

Dar, conform legii circuitului magnetic $\underline{I} = \frac{l}{w} \underline{H}$, se obține:

$$\underline{U} = \underline{I} \left(R_w + j\omega w^2 \frac{S}{l} \cdot \frac{\underline{B}}{\underline{H}} \right).$$

Notînd cu $\underline{\mu}$ permeabilitatea complexă a miezului:

$$\underline{\mu} = \frac{\underline{B}}{\underline{H}} = \mu_m \, e^{-j\delta} = \mu_1 - j\mu_2,$$

impedanța complexă a circuitului va avea expresia:

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = R_w + \omega \mu_2 w^2 \frac{S}{l} + j\omega \mu_1 \, w^2 \frac{S}{l}.$$

Din această relație rezultă că o bobină cu miez feromagnetic poate fi reprezentată prin schema echivalentă indicată în figura 2.

Rezistența corespunzătoare pierderilor magnetice are expresia:

$$R_f = \omega \mu_2 w^2 \frac{S}{l},$$

iar inductanța aparentă a bobinei:

$$L = \mu_1 w^2 \frac{S}{l}.$$

Tangenta unghiului de pierderi:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\mu_2}{\mu_1} = \frac{R_f}{\omega L}.$$

Avînd în vedere schema echivalentă din figura 2, prin măsurarea cu ajutorul punții a inductanței L și a rezistenței $R = R_w + R_f$ a bobinei al cărei miez este constituit din materialul încercat, caracteristicile magnetice ale acestuia se determină astfel:

— partea reală a permeabilității complexe:

$$\mu_1 = \frac{L l}{w^2 S};$$

— tangenta unghiului de pierderi:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R - R_w}{\omega L};$$

— permeabilitatea dinamică aparentă $\left(\mu_m = \frac{B_{max}}{H_{max}}\right)$:

$$\mu_m = \frac{\mu_1}{\cos \delta}.$$

În cazul cînd tangenta unghiului de pierderi a probei este mică, se poate neglija diferența dintre μ_1 și μ_m.

Pentru a cunoaște intensitatea cîmpului magnetic și inducția din miez este necesară determinarea valorii curentului din înfășurare (prin calcul, în funcție de schema concretă a punții sau prin măsurare directă). Valorile H_{max} și B_{max} se calculează cu relațiile:

$$H_{max} = \frac{\sqrt{2} w I}{l}; \quad B_{max} = \mu_m H_{max}.$$

Pierderile magnetice specifice sînt date (anexa — pct. *A*) de relația:

$$p_f = \frac{\omega}{2} B_{max} H_{max} \sin \delta; \ \mathrm{W/m^2},$$

iar pierderile magnetice totale în miez:

$$P_f = R_f I^2, \ \mathrm{W}.$$

Trebuie menţionat că aceste relaţii sînt valabile numai în cazul cînd inducţia şi cîmpul magnetic pot fi considerate sinusoidale.

3. Schemele punţilor utilizate pentru măsurări magnetice

Punţile se alimentează de la reţeaua de curent alternativ de 50 Hz (uneori prin stabilizatoare de tensiune) sau de la generatoare electronice prin intermediul unor amplificatoare de putere.

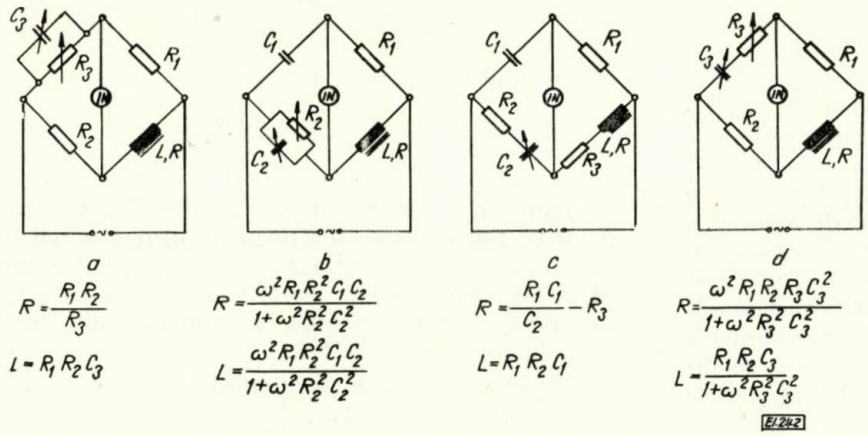


Fig. 3. Schemele punţilor utilizate pentru măsurări magnetice : *a* — puntea Maxwell-Wien ; *b*, *c* — punţi Oroen ; *d* — puntea Hay.

În cazul măsurărilor la frecvenţa de 50 Hz drept indicator de nul al punţii poate servi un galvanometru de vibraţie. La frecvenţe mai înalte se utilizează telefoane, voltmetre electronice, osciloscrafe cu filtre, indicatoare speciale cu tub catodic etc. [9].

Miezurile utilizate pentru măsurări sînt de obicei toroidale, cu secţiunea de circa 1 cm², greutatea lor nedepăşind cîteva sute de grame[8].

Cele mai utilizate punţi pentru măsurări magnetice la frecvenţe joase sînt punţile Maxwell-Wien, Owen (în două variante) şi Hay, reprezentate în figura 3, [2], [3], [8], [9].

Pentru fiecare punte se indică valorile mărimilor necunoscute R şi L care rezultă din condiţiile de echilibru corespunzătoare.

Pentru măsurări la frecvenţe mai înalte (pînă la 1 MHz) se utilizează adesea punţile de rezonanţă serie sau paralel [9].

Punţile menţionate mai sus reprezintă, în fond, punţi tip Wheatstone cu patru braţe. Pentru măsurări la frecvenţe înalte au căpătat o răspîndire mare, în ultimul timp, punţile în formă de T. Ele au avantajul că sursa de alimentare şi indicatorul de nul au un punct comun. Legarea la pămînt a acestui punct elimină necesitatea de a se recurge la o ecranare multiplă şi complicată a elementelor componente folosite (pentru a reduce efectele capacităţilor faţă de pămînt). De asemenea, nu sînt necesare forme speciale de legare la pămînt, cum ar fi dispozitivul Wagner [10].

Se utilizează două variante ale acestor scheme, indicate în figura 4.

4. Utilizarea metodei punţii în curent alternativ pentru măsurări la inducţii mari

S-a arătat că utilizarea metodei punţii pentru măsurări magnetice a fost limitată, iniţial, la cîmpuri magnetice slabe, corespunzătoare porţiunii liniare a curbelor de magnetizare. În unele lucrări apărute în ultimii ani [2], [3], [7] au fost studiate aspecte ale utilizării metodei pentru măsurări la inducţii mari, ajungînd la 0,8 din inducţia de saturaţie.

La inducţii mari, corespunzătoare porţiunii neliniare a curbei de magnetizare a materialului, curentul prin bobina cu miez feromagnetic este nesinusoidal, chiar dacă tensiunea sursei de alimentare este sinusoidală. Prin urmare, intensitatea cîmpului magnetic în miez va fi şi ea nesinusoidală. În cele mai multe cazuri, datorită căderii de tensiune pe rezistenţa din braţul alăturat al punţii (de exemplu R_2 din puntea Maxwell-Wien sau din puntea Hay), tensiunea aplicată bobinei va fi nesinusoidală, împreună cu inducţia magnetică din miez. (Pentru a avea o distorsiune cît mai mică în curba inducţiei, rezistenţele respective se iau de valori reduse.) În cazurile cînd în serie cu bobina sînt conectate rezistenţe mari, intensitatea cîmpului va fi practic sinusoidală, iar inducţia puternic deformată.

Pierderile magnetice determinate sub inducţie sinusoidală şi cîmp nesinusoidal se deosebesc de cele obţinute în condiţii inverse. Astfel, la aceeaşi valoare a inducţiei maxime, ciclul dinamic de magnetizare este mai îngust şi pierderile magnetice mai mici sub inducţie sinusoidală, în comparaţie cu cele obţinute sub cîmp magnetic sinusoidal. Acest lucru se explică prin faptul că, o dată cu creşterea armonicilor superioare în curba inducţiei, cresc şi curenţii turbionari

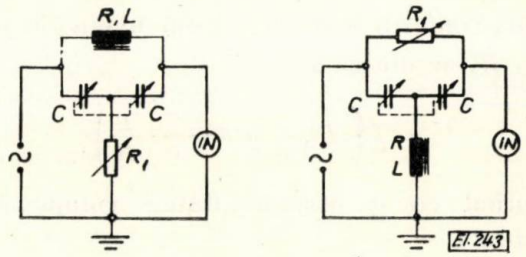


Fig. 4. Schemele punţilor în formă de T.

proporţional cu $\frac{dB}{dt}$. Este important deci să se specifice totdeauna condiţiile în care sînt determinate pierderile magnetice.

Se arată într-o serie de lucrări că la inducţii ridicate (peste 1 T la tolele siliconice normale şi peste 1,6 T la tolele cu cristale orientate) distorsiunile în forma curentului sînt considerabile şi pierderile magnetice determinate cu metoda punţii (utilizînd relaţia $P_f = R_f \cdot I^2$) diferă de cele obţinute prin metoda wattmetrului [2], [3]. Această diferenţă creşte rapid cu mărirea inducţiei, metoda punţii indicînd pierderi mai mari (chiar cu peste 100%).

Se demonstrează (anexa—pct. *B*) că, în ipoteza alimentării punţii cu o tensiune sinusoidală, dacă inducţia şi intensitatea cîmpului magnetic în miez sînt nesinusoidale, pierderile magnetice specifice au următoarea expresie:

$$p_f = \frac{\omega}{2} B_{1\,max} H_{1\,max} \sin \delta - \frac{\omega}{2} \sum_{2}^{\infty} k\, B_{k\,max} H_{k\,max},\ \mathrm{W/m^3}.$$

Pierderile magnetice totale exprimate în funcţie de curenţi:

$$P_f = R_f I_1^2 - R_p \sum_{2}^{\infty} I_k^2,\ \mathrm{W},$$

în care:

$B_{1\,max}$ şi $H_{1\,max}$ sînt amplitudinile armonicilor fundamentale ale inducţiei şi cîmpului magnetic;

$B_{k\,max}$ şi $H_{k\,max}$ — amplitudinile armonicilor de ordinul k;

I_1, I_k — valorile efective ale armonicilor de ordinul 1 şi k ale curentului din bobină;

R_p — rezistenţa totală a circuitului prin care circulă curentul I.

Această relaţie ne arată că pierderile magnetice sînt egale cu diferenţa dintre puterea disipată în rezistenţa corespunzătoare pierderilor de către armonica fundamentală a curentului şi puterea disipată de armonicile superioare de curent în rezistenţele circuitului de magnetizare.

Semnificaţia fizică a relaţiei este cunoscută: o bobină cu miez feromagnetic lucrînd pe porţiunea neliniară a curbei de magnetizare poate fi considerată un generator de armonici superioare (generator de regim deformat); ea îşi produce singură armonicile superioare de curent necesare propriei sale magnetizări [11].

Pentru compararea pierderilor magnetice determinate prin metodele punţii şi ale wattmetrului se poate utiliza o punte Maxwell-Wien, într-un braţ al ei fiind conectată înfăşurarea primară a unui aparat Epstein [2]. Bobina de curent a wattmetrului este legată în serie cu primarul aparatului, iar bobina de tensiune în

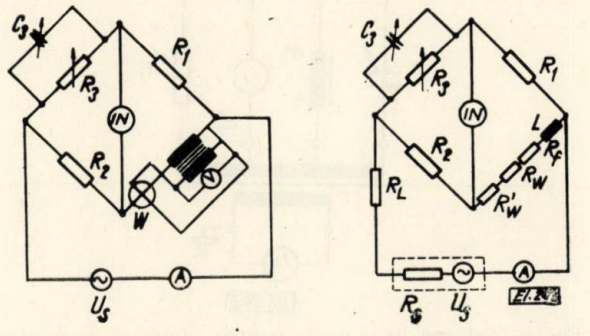


Fig. 5. Schema montajului pentru măsurarea simultană a pierderilor prin metoda wattmetrului şi a punţii, împreună cu schema echivalentă corespunzătoare:

R_f — rezistenţa corespunzătoare pierderilor magnetice; R_w — rezistenţa în c.c. a primarului aparatului Epstein; R'_w — rezistenţa bobinei de curent a wattmetrului; R_L — rezistenţa conductoarelor de legătură etc.; R_S — rezistenţa internă a sursei; L — inductanţa aparentă a braţului punţii.

paralel cu secundarul acestuia, împreună cu un voltmetru de valori medii. Acest montaj are avantajul că măsurările prin cele două metode se fac simultan şi în aceleaşi condiţii. Nu sînt necesare corecţii pentru puterile absorbite de aparatele de măsură (ele apar în ambele metode).

Schema montajului este dată în figura 5 împreună cu schema echivalentă corespunzătoare.

Deoarece rezistenţa ramurii superioare a punţii ($R_1 + R_3$) este mult mai mare decît rezistenţa ramurii inferioare, pierderile magnetice se determină cu relaţia:

$$P_f = R_f I_1^2 - R_p \sum_{2}^{\infty} I_k^2 = R_f I_1^2 - R_p (I^2 - I_1^2),$$

în care:

I este valoarea efectivă a curentului furnizat de sursă;

I_1 — valoarea efectivă a armonicii fundamentale a curentului;

$$R_p = R_w + R'_w + R_2 + R_L + R_S.$$

Deci pentru calculul pierderilor magnetice P_f trebuie măsurate în condiţiile experienţei rezistenţele R_f şi R_p, precum şi curenţii I, I_1 sau I, I_2, I_3 . . . . . Armonicile de curent pot fi determinate din căderile de tensiune corespunzătoare pe rezistenţa R_2, cu un analizor de undă.

Măsurările în acest caz sînt destul de dificile şi rezultatul se obţine cu erori relativ mari datorită, în principal, faptului că pierderile se calculează din diferenţa a două expresii de valori apropiate.

Pentru a simplifica măsurările şi a mări precizia acestora ar trebui eliminat al doilea termen din expresia pierderilor $\left(R_p \sum_2^\infty I_k^2\right)$. Acest lucru se poate obţine fie prin eliminarea armonicilor superioare de curent I_k, fie prin reducerea la

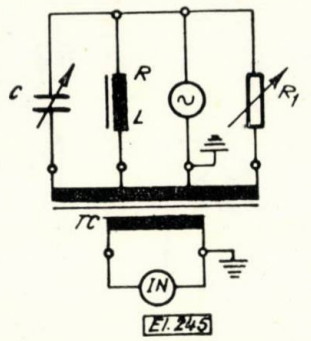


Fig. 6. Schema unei punţi pentru încercări magnetice : *TC* – transformator de cuplaj ; *R*, *L* – bobina cu miezul feromagnetic de încercat.

zero a rezistenţei R_p. Deşi este posibilă suprimarea armonicilor superioare ale curentului, acest procedeu nu este recomandabil, deoarece apare o distorsiune puternică în curba inducţiei. În practica curentă se tinde ca măsurările să se facă la o inducţie sinusoidală, iar cînd acest lucru nu este posibil pierderile magnetice obţinute se reduc întotdeauna la o variaţie sinusoidală a inducţiei (pentru a permite compararea uşoară a caracteristicilor diferitelor materiale feromagnetice). Alternativa a doua, adică reducerea la zero a rezistenţei R_p este mai convenabilă din acest punct de vedere. Deoarece $R_p > 0$ (minimum 6 – 8 Ω), singura posibilitate de a anula termenul respectiv este conectarea în serie a unei rezistenţe negative, de aceeaşi valoare absolută cu R_p, ceea ce se realizează cu ajutorul unui circuit electronic. În acest scop alimentarea punţii se poate face de la un oscilator printr-un amplificator de putere cu reacţie pozitivă de curent. Problema principală care trebuie avută în vedere este adaptarea corectă a amplificatorului pentru compensarea exactă a rezistenţei R_p.

Astfel, pentru calculul pierderilor magnetice $P_f = R_f I_1^2$ sînt necesare numai două mărimi : R_f şi I_1.

Rezistenţa de pierderi rezultă din condiţia de echilibru al punţii :

$$R_f = \frac{R_1 R_2}{R_3} - (R_w + R'_w),$$

iar pentru măsurarea precisă a lui I_1 se poate utiliza un compensator de curent alternativ.

O îmbunătăţire esenţială a măsurărilor se obţine prin sinusoidalizarea inducţiei în miezul feromagnetic supus încercării cu ajutorul unui amplificator de putere cu reacţie negativă de tensiune. În acest caz, pe lîngă avantajul menţionat, se realizează o stabilitate mai bună a frecvenţei şi amplitudinii inducţiei din miez, iar pierderile magnetice astfel determinate corespund unei variaţii sinusoidale a inducţiei, nemaifiind necesară reducerea lor.

Trebuie menţionat că asigurarea unei inducţii cu distorsiuni reduse, în limite largi de variaţie a acesteia, este posibilă şi printr-o alegere corespunzătoare a schemei punţii, fără a se recurge la metodele speciale indicate în acest sens. În figura 6 este dată schema unei punţi pentru încercări magnetice, care oferă multiple avantaje, putînd fi utilizată la frecvenţe între 50 Hz şi 20 kHz [13].

Datorită rezistenţei foarte mici a circuitului de magnetizare, fluxul în miezul de încercat va fi practic sinusoidal, chiar la inducţii ridicate.

5. Precizia măsurărilor

Problema preciziei măsurărilor este puţin studiată în lucrările apărute pînă în prezent. Toate acestea se limitează la determinarea experimentală a erorilor în comparaţie cu o altă metodă considerată ca metodă standard (cum ar fi aceea a wattmetrului).

Relaţiile date mai sus pentru calculul inductanţei şi al rezistenţei bobinei cu miez feromagnetic se referă la cazul cînd elementele din braţele punţii sînt elemente ideale (rezistenţele nu au inductanţă şi capacitate, iar condensatoarele sînt fără pierderi). Pentru obţinerea unei precizii mai mari a măsurărilor, în special la frecvenţe înalte, se pot introduce o serie de termeni de corecţie.

Precizia punţilor mai este condiţionată şi de prezenţa diferitelor inductanţe şi capacităţi de cuplaj între elementele componente, precum şi de capacităţile parazite faţă de pămînt. Pentru micşorarea influenţei acestora este necesară luarea de măsuri speciale de la caz la caz (ecranare, folosirea conexiunii Wagner, simetrizare prealabilă a schemei etc.).

La determinarea pierderilor magnetice, pe lîngă eroarea cu care se măsoară rezistenţa de pierderi (şi eventual rezistenţa R_P), se mai adaugă erorile de măsurare a curentului.

Eroarea relativ mare care afectează rezistenţa corespunzătoare pierderilor magnetice de ordinul 4 – 5%, conform datelor din literatură [9], se datoreşte în parte şi faptului că ea se obţine prin diferenţa a două rezistenţe de valori apropiate (măsurate şi ele cu erori) :

$$R_f = R - R_w,$$

în care :

R este rezistenţa măsurată în c.a. a braţului punţii ;

R_w – rezistenţa în c.c. a bobinei cu miez.

Este posibilă micşorarea acestor erori, utilizînd scheme care permit măsurarea directă a

rezistenței de pierderi R_f. În acest scop, fie că se utilizează o punte cu inductanță mutuală, fie că se modifică unele din punțile clasice.

În figura 7 se indică o punte cu inductanță mutuală, împreună cu schema echivalentă corespunzătoare.

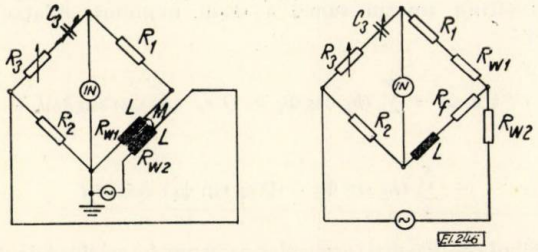


Fig. 7. Schema punții cu inductanță mutuală și schema echivalentă corespunzătoare.

Miezul de încercat, de formă toroidală, se prevede cu două înfășurări avînd același număr de spire. Dacă se consideră coeficientul de cuplaj dintre bobine egal cu 1, în schema echivalentă apare, într-un braț al punții, numai rezistența de pierderi R_f în serie cu inductanța proprie a unei înfășurări [4]. Rezistența R_{w1} a primei înfășurări apare în celălalt braț al punții, în serie cu R_1. Deoarece $R_{w1} \ll R_1$, variațiile în condițiile experienței (de exemplu prin încălzire) a lui R_{w1} nu influențează echilibrul punții.

Schema mai are încă un avanataj : sursa de tensiune și indicatorul de nul au un punct comun care poate fi conectat la pămînt.

Condițiile de echilibru ne dau următoarele valori pentru R_f și L :

$$R_f = \frac{(R_{w1} + R_1)\, R_2\, R_3\, \omega^2\, C_3^2}{1 + \omega^2\, R_3^2\, C_3^2}; \qquad L = \frac{(R_{w1} + R_1)\, R_2\, C_3}{1 + \omega^2\, R_3^2\, C_3^2}.$$

Pentru eliminarea rezistenței R_w a bobinei cu miez feromagnetic din ecuațiile de echilibru,

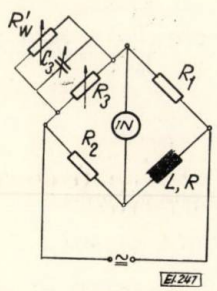


Fig. 8. Schema punții Maxwell — Wien modificată.

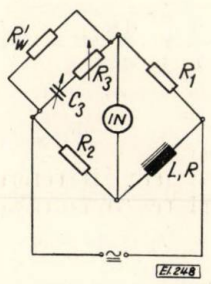


Fig. 9. Schema punții Hay modificată.

punțile Maxwell-Wien și Hay pot fi completate cu o rezistență variabilă R'_w, montată conform schemelor din figurile 8 și 9.

Din ecuațiile de echilibru al punții Maxwell-Wien modificate (fig. 8) rezultă :

$$R_f = \frac{R_1\, R_2}{R_3} + \frac{R_1\, R_2}{R'_w} - R_w .$$

Dacă se ia $R'_w = \dfrac{R_1\, R_2}{R_w}$ se obține :

$$R_f = \frac{R_1\, R_2}{R_3}.$$

Pentru puntea Hay modificată (fig. 9), dacă $R'_w = \dfrac{R_1\, R_2}{R_w}$:

$$R_f = \frac{\omega^2\, R_1\, R_2\, R_3\, C_3^2}{1 + \omega^2\, R_3^2\, C_3^2}.$$

În ambele cazuri, realizarea condiției :

$$R'_w = \frac{R_1\, R_2}{R_w}$$

se poate face printr-o echilibrare a punții în curent continuu (la puntea Maxwell-Wien rezistența R_3 se scoate din montaj în acest timp).

6. Concluzii

Utilizarea unei punți de curent alternativ pentru măsurarea pierderilor magnetice în tole prezintă avantaje față de alte metode în ceea ce privește sensibilitatea și limitele de frecvență.

Metoda punții este deosebit de simplă în cazul măsurărilor la inducții mici, cînd ciclul dinamic de magnetizare poate fi echivalat cu o elipsă. La măsurările efectuate sub inducții mari trebuie să se țină cont de corecția datorită armonicilor superioare de curent.

Avînd în vedere posibilitățile care există pentru simplificarea măsurărilor și mărirea preciziei acestora, se prevede ca în viitor această metodă să se răspîndească din ce în ce mai mult în laboratoarele institutelor și întreprinderilor industriale.

ANEXĂ

Pierderile magnetice în tole la o magnetizare în cîmp alternativ

Se consideră o bobină cu miez feromagnetic toroidal, alimentată de la o sursă de tensiune sinusoidală $u = U\sqrt{2}\sin \omega t$.

Se notează cu :

w — numărul de spire ale bobinei ;

l — lungimea fibrei mediane a torului ;

S — aria secțiunii miezului ;

R_p — rezistența totală în curent continuu a circuitului.

— A. Cazul cînd intensitatea cîmpului magnetic și inducția sînt sinusoidale :

$$H = H_{max} \sin \omega t, \qquad (1)$$

$$B = B_{max} \sin (\omega t - \delta).$$

Pierderile magnetice specifice se calculează cu relaţia :

$$p_f = \frac{1}{T}\int_0^T H \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\mathrm{d}t, \ \mathrm{W/m^3}. \tag{2}$$

Introducînd relaţiile (1) în (2) se obţine :

$$p_f = \frac{\omega}{2} B_{max} H_{max} \sin \delta, \ \mathrm{W/m^3}. \tag{3}$$

Pierderile magnetice totale pot fi exprimate în funcţie de rezistenţa de pierderi R_f şi intensitatea curentului I prin bobină :

$$P_f = lS\, p_f = l\, S \frac{\omega}{2} B_{max} H_{max} \sin \delta.$$

Ţinînd seamă că :

$$B_{max} = \mu_m H_{max} = \frac{\mu_1}{\cos \delta} H_{max} \text{ şi } H_{max} = \frac{w I \sqrt{2}}{l},$$

avem :

$$P_f = lS\, \omega\, \mu_1 \operatorname{tg} \delta \frac{w^2 I^2}{l^2}.$$

Dar :

$$\mu_1 = \frac{L l}{w^2 S} \quad \text{şi} \quad \omega L \operatorname{tg} \delta = R_f.$$

Rezultă :

$$P_f = R_f\, I^2, \ \mathrm{W}.$$

— *B. Cazul cînd intensitatea cîmpului magnetic şi inducţia sînt nesinusoidale* :

Se consideră dezvoltările lor în serie Fourier :

$$H = \sum_1^\infty H_{k\,max} \sin (k\omega t + \Phi_k) = H_{1\,max} \sum_1^\infty h_k \sin (k\omega t + \Phi_k);$$

$$B = \sum_1^\infty B_{k\,max} \sin (k\omega t + \psi_k) = B_{1\,max} \sum_1^\infty b_k \sin (k\omega t + \psi_k),$$

în care h_k şi b_k sînt amplitudinile relative ale armonicilor de ordinul k, raportate la cele fundamentale.

Ecuaţia diferenţială a circuitului este :

$$u = R_p\, i + wS \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}, \tag{5}$$

$$\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} = \omega B_{1\,max} \sum_1^\infty e_k \sin (k\omega t + \psi_k'), \tag{6}$$

unde s-au notat :

$$\psi_k' = \psi_k + \frac{\pi}{2} \quad \text{şi} \quad e_k = k_{bk}.$$

Ţinînd seamă de relaţia (6) şi de legea circuitului magnetic se obţine :

$$\sqrt{2}\, U \sin \omega t = R_p \frac{l}{w} H_{1\,max} \sum_1^\infty h_k \sin (k\omega t + \Phi_k) + wS\omega\, B_{1\,max} \sum_1^\infty e_k \sin (k\omega t + \psi_k').$$

Se notează în continuare :

$$U' = \sqrt{2}\, U \frac{w}{R_p\, l H_{1\,max}} \quad \text{şi} \quad Q = \frac{w^2 S\omega}{R_p\, l} \cdot \frac{B_{1\,max}}{H_{1\,max}} = \frac{\omega L_1}{R_p}.$$

Rezultă :

$$U' \sin \omega t = \sum_1^\infty h_k \sin (k\omega t + \Phi_k) + Q \sum_1^\infty e_k \sin (k\omega t + \psi_k'). \tag{7}$$

Dezvoltînd sinusul sumei a două unghiuri, relaţia (7) devine :

$$U' \sin \omega t = \sum_1^\infty (h_k \cos \Phi_k + Q\, e_k \cos \psi_k') \sin k\omega t + \sum_1^\infty (h_k \sin \Phi_k + Q\, e_k \sin \psi_k') \cos k\omega t.$$

Egalînd coeficienţii termenilor corespunzători din cele două părţi ale egalităţii, pentru $k \geqslant 2$ avem :

$$\begin{aligned} h_k \cos \Phi_k + Q\, e_k \cos \psi_k' &= 0, \\ h_k \sin \Phi_k + Q\, e_k \sin \psi_k' &= 0. \end{aligned} \tag{8}$$

Din aceste relaţii rezultă :

$$\operatorname{tg} \Phi_k = \operatorname{tg} \psi_k' \text{ şi } \frac{h_k}{e_k} = -Q \frac{\cos \psi_k'}{\cos \Phi_k}.$$

De aici :

$$\Phi_k - \psi_k' = (2m + 1)\pi.$$

Şi pentru $k = 0$:

$$\Phi_k = \psi_k' + \pi. \tag{9}$$

Adică :

$$\Phi_k = \psi_k + \frac{\pi}{2} + \pi = \psi_k - \frac{\pi}{2}.$$

Deci :

$$\Phi_k = \psi_k - \frac{\pi}{2}. \tag{10}$$

Acest rezultat se poate exprima astfel : armonicile superioare de acelaşi ordin ale cîmpului magnetic şi ale inducţiei sînt decalate între ele cu $\frac{\pi}{2}$.

Pierderile magnetice specifice se calculează astfel :

$$p_f = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\mathrm{d}t = \frac{\omega B_{1\,max} H_{1\,max}}{T}\int_0^T \sum_1^\infty h_k \sin (k\omega t + \Phi_k) \sum_1^\infty e_k \sin (k\omega t + \psi_k')\mathrm{d}t.$$

Termenul general de sub integrală este de forma :

$$h_k\, e_i \sin (k\omega t + \Phi_k) \sin (i\omega t + \psi_i')\, \mathrm{d}t).$$

Integrala acestei expresii pentru $k \neq i$ este nulă, iar pentru $k = i$ se obţine :

$$\int_0^T h_k\, e_k \sin (k\omega t + \Phi_k) \sin (k\omega t + \psi_i' = \frac{T}{2} h_k\, e_k \cos (\Phi_k - \psi_k').$$

Rezultă deci :

$$p_f = \frac{\omega}{2} B_{1\,max} H_{1\,max} \sum_1^\infty h_k c_k \cos(\Phi_k - \psi'_k),$$

$$p_f = \frac{\omega}{2} B_{1\,max} H_{1\,max} [\cos(\Phi_1 - \psi'_1) +$$

$$= \sum_1^\infty h_k c_k \cos(\Phi_k - \psi'_k)]. \qquad (11)$$

Deoarece, conform relaţiei (9) :

$$\Phi_k - \psi'_k = \pi \text{ pentru } k \geqslant 2;$$

$$\cos(\Phi_k - \psi'_k) = -1,$$

iar :

$$\Phi_1 - \psi'_1 = \Phi_1 - \psi_1 - \frac{\pi}{2};$$

$$\cos(\Phi_1 - \psi'_1) = \sin(\Phi_1 - \psi_1) = \sin \delta$$

pierderile specifice vor avea expresia :

$$p_f = \frac{\omega}{2} B_{1\,max} H_{1\,max} \sin \delta - \frac{\omega}{2} \sum_1^\infty k B_{k\,max} H_{k\,max} \left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^3}\right].$$

Pierderile magnetice totale pot fi exprimate în funcţie de rezistenţe şi curenţi astfel :

$$P_f = S l p_f.$$

Prin analogie cu relaţiile (3) şi (4) :

$$l S \frac{\omega}{2} B_{1\,max} H_{1\,max} \sin \delta = R_f I_1^2.$$

Pentru a transforma al doilea termen din expresia pierderilor :

$$l S \frac{\omega}{2} \sum_1^\infty k B_{k\,max} H_{k\,max} \qquad (12)$$

se consideră relaţia (5) scrisă pentru armonica de ordinul k a tensiunii :

$$R_p i_k + wS \frac{\mathrm{d}B_k}{\mathrm{d}t} = 0,$$

sau :

$$\sqrt{2} R_p I_k \sin(k\omega t + \Phi_k) + wSk\omega B_{k\,max} \cos(k\omega t + \psi_k) = 0.$$

Dar :

$$\Phi_k = \psi_k - \frac{\pi}{2},$$

deci :

$$\sqrt{2} R_p I_k = wSk\omega B_{k\,max},$$

de unde :

$$B_{k\,max} = \frac{R_p I_k \sqrt{2}}{w S k \omega}.$$

Înlocuind această relaţie în (12) se obţine :

$$R_p \sum_1^\infty I_k^2.$$

Pierderile magnetice totale vor avea expresia :

$$P_f = R_f I_1^2 - R_p \sum_1^\infty I_k^2, \text{ W}. \qquad (13)$$

Bibliografie

[1] *Webb, C.E.* şi *Ford, L.H.* A—C permeability and the bridge method of magnetic testing. In : J. of I.E.E., vol. **76**, 1935, p. 185.

[2] *Cooter, L. I.* şi *Harris, W. P.* Investigation of an A—C bridge for the measurement of core losses in ferromagnetic materials at high flux densities. In : Journal of Research N.B.S., vol. **57**, 1957, p. 103.

[3] *Cooter, L. I.* şi *Harris, W.P.* The use of an A—C bridge to measure core loss at high inductions. In : A.I.E.E. Transactions I, vol. **75**, 1956, p. 252.

[4] *Astbury, N.F.* Some aspects of the theory of iron testing by wattmeter and bridge methods. In : Proc. I.E.E. *II*, vol **95**, 1948, p. 607.

[5] *Hague, B.* Alternating current bridge methods. Londra, Ed. Pitman, 1957.

[6] *Nesterenko, A.D.* Osnovî rasciota electroizmeritelnih shem uravnoveşivania. Ed. 2 A . N. U.S.S.R., 1960.

[7] *Rozenblat, M.A.* Sdvig faz mejdu pervîmi garmonikami induceii i naprajennosti magnitnogo polia i izmerenie poteri v stali. In : Elektricestvo, nr. 4, 1952, p. 58.

[8] *Kifer, I. I.* Ispitania ferromagnitnih materialov. Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1962.

[9] *Cernişeva, N. G.* Metoda punţii pentru determinarea caracteristicilor magnetice ale materialelor magnetice moi în curent alternativ. In : A.T.M., nr. 1, 1964, p. 57.

[10] *Bhattacharyya, S.N.* şi *Choudury, J.F.* Un circuit în punte T pentru încercări magnetice în c.a. In : Tehnica măsurării, nr. 4, 1966, p. 225.

[11] *Antoniu, I.S.* Chestiuni speciale de electrotehnică. Bucureşti, Editura Academiei, 1956, p. 277.

[12] *Wilkins, H.* şi *Drake, L.* Measurement and interpretation of power losses in electrical sheet stell. In : Proceedings I.E.E., vol. **112**, nr. 4, 1965, p. 771.

[13] *Choudury, J. K.* şi *Bhattacharyya, N. S.* A—C magnetic measurements with a bridge network employing inductively coupled ratio arms. In : Proceedings I.E.E., vol. **112**, nr. 9, 1965, p. 1778.

Intrat în redacţie la 19. I. 1967

Calculatorul matricial

Aurel Rothman* — Bucureşti

CZ 681.323.055/57

1. Generalităţi

Fiecare problemă practică are în cele din urmă un aspect numeric, dar obţinerea acestui rezultat final implică o serie de conversiuni intermediare, adică o trecere de la limbajul problemei la limbajul numeric al calculatorului electronic.

Rezolvarea problemei pe un calculator numeric impune, cu alte cuvinte, găsirea unui algoritm şi, în general, a unor iteraţii convergente care să asocieze necunoscutelor, numere.

Spre deosebire de această rezolvare numerică, dacă se foloseşte un calculator analogic, se caută să se obţină o modelare electrică a ecuaţiilor care caracterizează fenomenul, ţinînd seamă de faptul că la fenomene din cîmpuri diferite corespund aceleaşi ecuaţii integro-diferenţiale [1]. Rezolvarea acestor ecuaţii se obţine prin conectarea convenabilă a unor module funcţionale, realizate pe baza modelării electrice.

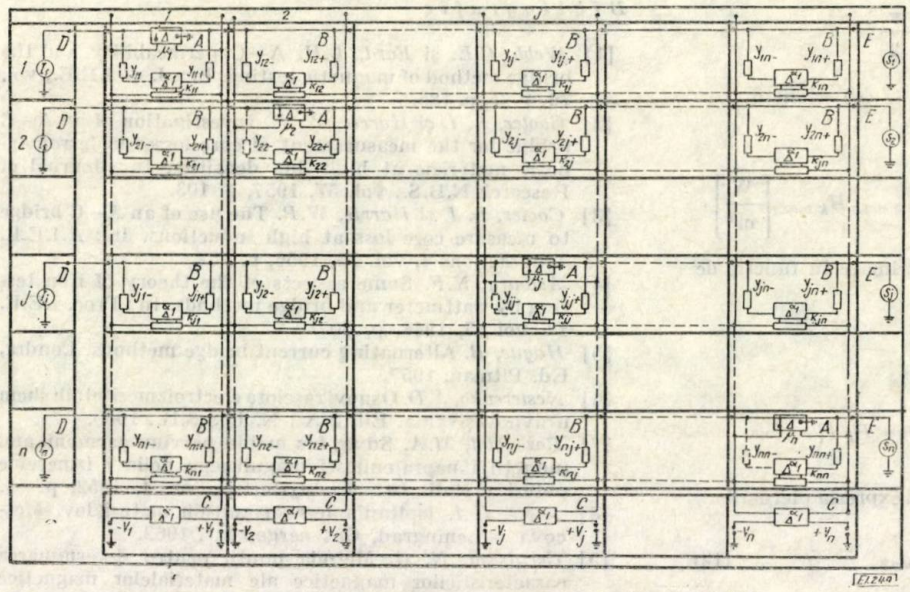


Fig. 1. Schema de principiu a calculatorului matricial:
A — amplificator de reper al coloanei *j*; *B* — amplificator de reper al coloanei *ij*, $i \neq 1$; *C* — amplificator de ieşire a coloanei *j*; *D* — sursă de curent aplicată rîndului 1; *E* — sursă de tensiune interioară a maşinii aplicată rîndului $n + 1$.

În prezent, cel puţin la nivelul cercetării ştiinţifice, se poate vorbi de un nou tip de dispozitiv analitic, şi anume calculatorul matricial.

Acesta are anumite particularităţi care-l apropie de clasa calculatoarelor analogice, dar există o deosebire care trebuie subliniată şi care se caută să fie formulată în cele ce urmează. De obicei, cînd se încearcă a se rezolva pe un calculator analogic un sistem de ecuaţii diferenţiale de ordin *n*, este necesar în prealabil să se găsească un sistem echivalent de ordinul 1. În plus, pentru a putea modela problema, apare, datorită caracteristicilor particulare ale calculatorului, necesitatea de a limita amplitudinea sau timpul şi de a găsi un domeniu în care soluţia ecuaţiei diferenţiale să fie stabilă. De multe ori condiţiile impuse fac ca ecuaţia diferenţială, care determină echilibrul reţelei modelate pe calculator, să nu fie identică cu cea a problemei matematice iniţiale. Din această cauză calculatorul este nestabil, deşi sistemul a cărui ecuaţie se studiază este stabil [2].

Aşa cum se arată în [2], problema stabilităţii calculatoarelor analitice (de tipul calculatorului matricial) are acelaşi aspect ca şi cea pentru calculatoarele numerice. Această echivalenţă se obţine dacă matricea explicită a sistemului dat spre rezolvare şi matricea implicită a calculatorului, care o aproximează pe cea dintîi cu o anumită eroare, sînt concepute drept entităţi distincte. În acest fel apare şi la calculatorul matricial un proces de iteraţie, care va fi exemplificat în cele ce urmează. Este esenţial să se reţină faptul că procesul de iteraţie poate fi considerat ca un proces de stabilitate, dacă este convergent, şi de instabilitate, în cazul în care este divergent. Diversele iteraţii se obţin din prima prin multiplicarea cu o putere a unei matrice *C* date. Se poate arăta că stabilitatea soluţiei dată de calculatorul matricial poate fi determinată atît prin calculul valorilor proprii ale matricei *C*, cît şi prin calculul valorilor proprii generalizate (rădăcinile λ) [3].

Calculatorul matricial acoperă un domeniu foarte larg al activităţii tehnico-ştiinţifice.

Într-adevăr, majoritatea problemelor tehnico-ştiinţifice conduc la ecuaţii liniare sau liniarizabile, care se pot scrie sub formă matricială. Sistemele de ecuaţii diferenţiale sau integrale pot, de asemenea, aşa cum se arată mai jos, să fie scrise sub formă matricială. Prezintă cea mai mare importanţă deci să se găsească un mijloc de calcul rapid şi direct pentru a rezolva ecuaţii matriciale.

Problema modelării unei ecuaţii matriciale pe un calculator a fost rezolvată prin descoperirea, de către profesorul Pierre M. Honnell, a calculatorului matricial a cărui descriere face obiectul prezentului articol [4], [5].

2. Scurtă privire asupra principiilor teoretice pe care se bazează calculatorul matricial

Calculatorul matricial este o maşină analitică, care se bazează pe sinteza unei reţele electronice ([6] şi anexa 1), a cărei ecuaţie de stare este homeomorfă* cu ecuaţia matricială care trebuie rezolvată.

Se poate deci stabili o corespondenţă univocă între ecuaţia matricială dată:

$$[a_{ij}].\ [x_i] = [b_i];\ i, j = 1, 2 \ldots n \qquad (1)$$

şi ecuaţia reţelei electronice a calculatorului matricial:

$$[y_{ij}].\ [V_i] = [I_i];\ i, j = 1, 2 \ldots n \qquad (2)$$

în sensul:

$$a_{ij} \rightarrow y_{ij} \qquad b_i \rightarrow I_i$$
$$V_i \rightarrow x_i \qquad (1) \rightarrow (2)$$

Calculatorul matricial se compune dintr-o reţea de sinteză electronică, tip admitanţă, avînd drept mărimi de ieşire tensiunile şi ca mărimi de intrare, surse de curent constant (anexa 1).

Sub formă schematizată, reţeaua de sinteză a unei matrice pătrate $n \times n$ este arătată în figura 1 şi se compune din *n* coloane similare, fiecare coloană *j* avînd la rîndul ei două bare (plus şi minus) şi *n* elemente puse în corespondenţă cu elemen-

* Ing. A. Rothman lucrează la Serv. tehnologic, Trustul ELECTROMONTAJ.

* Prin homeomorfism se înţelege o corespondenţă univocă între două domenii, care se menţine şi în raport cu legile de compoziţie interne.

tele a_{ij}. Din figura 1 se vede că rețeaua electrică folosește o combinație de elemente admitanță y_{ij} (R,L,C) și amplificatoare care permit realizarea unei matrice-admitanță oarecare [17]. În domeniul de utilizare, amplificatorul permite o amplificare unilaterală a tensiunii, prezintă o admitanță nulă la intrare și o admitanță infinită la ieșire.

Elementele R, L, C se bucură, de asemenea, de proprietatea de a fi liniare și pozitive. Fiecare element ij al matricei (y_{ij}) are un amplificator de intrare cu amplificare α_j, care are conectat în cascadă, la intrare, un dispozitiv precis de control al amplificării k_{ij} legat la coloana j. De la ieșirea bipolară a amplificatorului α_j se alimentează rețelele de admitanță y_{ij+} și y_{ij} — care sînt legate la linia i, pe care este conectată sursa de alimentare I_i. În poziția corespunzătoare termenului diagonal este amplasat un amplificator μ_j de mare amplificare, a cărui intrare este conectată la linia j, iar ieșirea bipolară, la barele pozitive și negative ale coloanei j.

Sursele de alimentare sînt legate pe linii, iar variabilele de ieșire, tensiunile, sînt totalizate la amplificatoarele de ieșire α_j. Amplificatorul de ieșire al coloanei j este conectat la intrare la baretele plus și minus ale coloanei j și la ieșire dă mărimea $+V_j$, sau $-V_j$, care este soluția căutată.

Admitanțele y_{ij} pot fi constante, termeni diferențiali, dy_{ij}/dt, sau integrali, $\int_{t_1}^{t_2} y_{ij}\,dt$.

În rețeaua de sinteză, termenii respectivi sînt reprezentați prin conductanțe, capacități sau inductanțe.

Admitanțele y_{jj-} deși duc la o simetrie în expresiile matematice, nu pot fi menținute în schemă pentru că experiența arată că amplificatoarele diagonale sînt în acest caz nestabile. Din această cauză elementele sînt reprezentate punctat în figura 1.

Utilizînd simbolurile indicate în figura 1, și anume:

- μ_j — amplificarea admitanțelor prin amplificatoarele de reper ale coloanei j (dispuse pe diagonala matricei);
- α_j — amplificarea de tensiune dată de amplificatoarele de intrare și de amplificatorul de ieșire de pe coloana j;
- K_{ij} — raportul fixat la elementul de control al amplificării pentru diferite amplificatoare de pe coloana j;
- y_{ij+} și y_{ij-} — admitanțele de simulare dispuse în poziția ij;
- V_i — matricea coloană a tensiunilor la ieșire care constituie soluția căutată;
- S_i — matricea coloană a tensiunilor interioare ale calculatorului. Aceste tensiuni sînt aplicate liniilor;
- I_i — matricea coloană a curenților aplicați liniilor. Această matrice corespunde termenilor liberi ai ecuației,

se obține următoarea ecuație a calculatorului scrisă sub forma unei hipermatrice (anexa 1):

$$\begin{array}{c|c|c|c|c} & n & n & 1 & 1 \\ \hline n & [k_{ij}\cdot y_{ij\pm}] & \sum_{j=1}^{n} [y_{ij\pm}]\,d & V_i & I_i \\ \hline n & [1]\,d & [\alpha_i\ \mu_i]_d & S_i & 0 \end{array}, \qquad (3)$$

unde: $[\ ]_d$ înseamnă o matrice diagonală și

$$i = 1,\ 2\ .\ .\ n.$$

Ecuația (3) se mai poate scrie și sub forma:

$$\begin{array}{c|c|c|c} Y & R & V & I \\ \hline 1 & -G & S & 0 \end{array}, \qquad (4)$$

sau eliminînd componentele S:

$$\{[Y] + [R]\ [G^{-1}]\cdot [1]\}\ .\ V] = I],$$

sau

$$\{[Y] + [Y_E]\}\cdot V] = I]. \qquad (5)$$

Termenul $[Y_E] = [R]\ [G^{-1}]\ [1]$ conține inversele produselor $\alpha_i\ \mu_i$ și poate, în cazul unei alegeri convenabile a factorilor de amplificare μ_i, să fie făcut ori cît de mic, la fel ca (I 7).

În acest fel, la limită, ecuația (5) a rețelei de sinteză capătă forma:

$$[Y]\ .\ V] = I]. \qquad (6)$$

Se vede că sub această formă, ecuația (6) coincide cu ecuația (2).

3. Descrierea și aplicațiile calculatorului matricial

Din cele de mai sus rezultă că dacă între ecuațiile (1) și (2) se stabilește o corespondență homeomorfă, așa încît în calculatorul matricial termenii matricei Y să fie corespunzători termenilor matricei A, iar termenii liberi b să fie corespunzători curenților aplicați I, atunci necunoscutele sînt date respectiv de termenii V.

În primul calculator matricial de ordinul 10×10, realizat de prof. Pierre M. Honnell, panoul de fixare a datelor este realizat sub formă de linii și coloane, care simulează aranjarea termenilor într-o matrice. Un sistem numeric de fixare a mărimilor permite ca să se formeze valori numerice sub forma unui coeficient de trei cifre, avînd valoarea de la 0,00 la 1,00 și care înmulțește o anumită putere a lui 10. Puterile lui 10 sînt simulate prin decade de conductanțe pentru termenii constanți sau de capacități pentru termenii care reprezintă derivate (d/dt). În viitor, cînd progresele tehnologice vor permite obținerea unor inductanțe convenabile, vor putea fi simulați și termenii integrali $(\int dt)$ în conformitate cu principiile teoretice ale calculatorului, care permit acest lucru. În calculatorul realizat, de care s-a amintit, în fiecare poziție ij există două cadrane de fixare a mărimilor numerice, unul superior pentru termenii constanți (conductanțe), și altul inferior pentru derivate (capacități), (fig. 2).

Termenii liberi ai ecuațiilor sînt fixați pe cadrane similare, aflate în partea stîngă a calculatorului (privit din față), iar necunoscutele se citesc la voltmetre numerice aflate la partea inferioară.

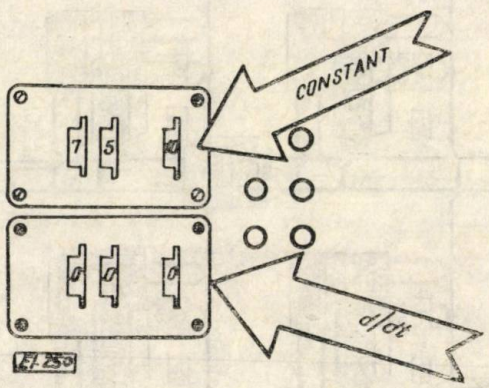
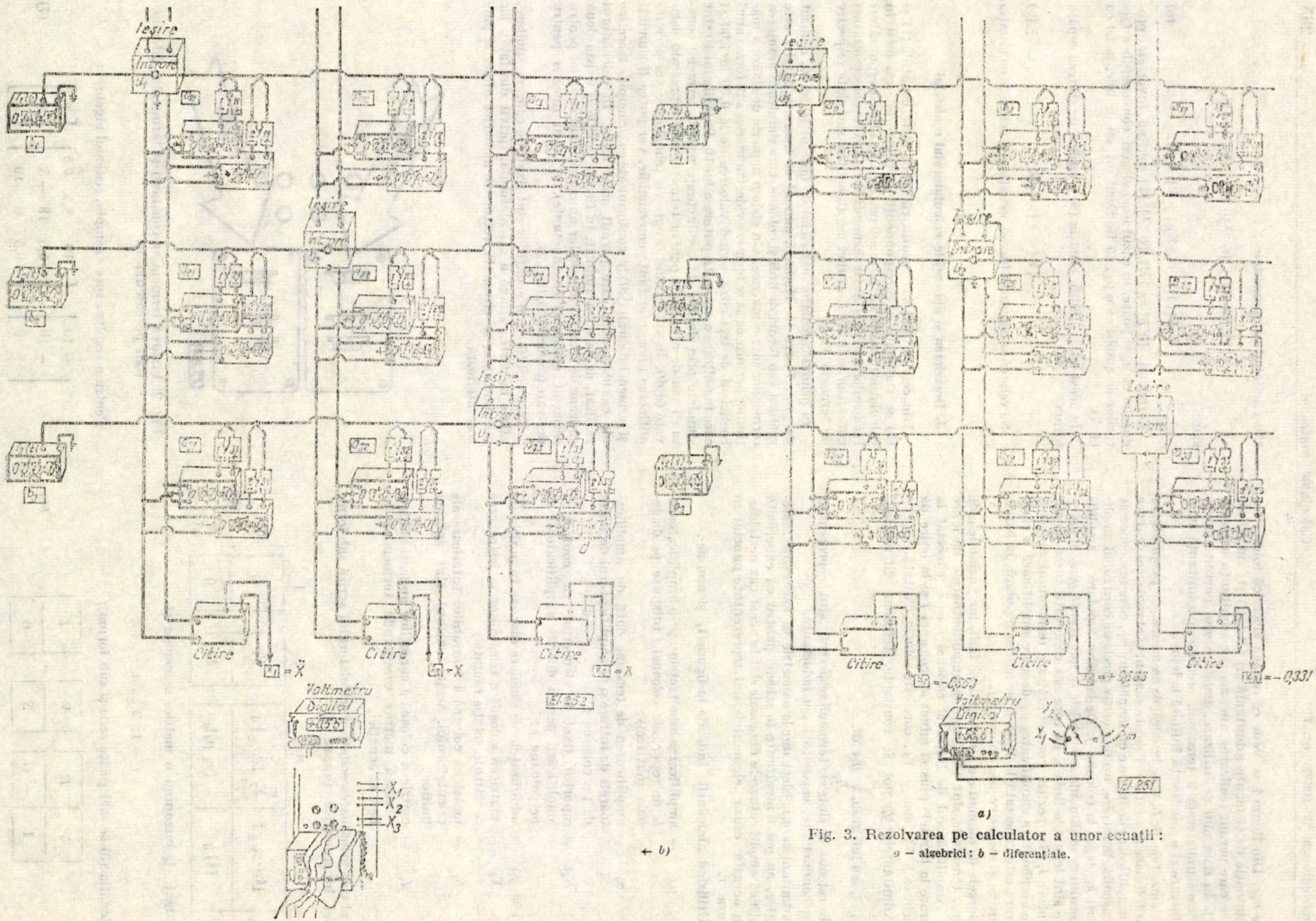


Fig. 2. Fixarea termenilor constanți și termenilor diferențiali pe calculator.

Pentru a rezolva, spre exemplu, sistemul algebric:

$$\begin{bmatrix} -10 \\ -10 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 19 & 8{,}5 & 9{,}5 \\ 5{,}5 & 18 & -5 \\ -9{,}5 & 0 & 19 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \qquad (7)$$



← b)

a)

Fig. 3. Rezolvarea pe calculator a unor ecuații :
a – algebrici : b – diferențiale.

se fixează termenii matricei coeficienților pe cadranele corespunzătoare ale calculatorului sub forma unui număr zecimal subunitar, înmulțind puterea corespunzătoare a lui 10. Termenul $a_{11} = 19$ se fixează deci sub forma $0{,}19 \cdot 10^2$ și în mod corespunzător pentru ceilalți termeni, obținînd imaginea din figura 3, *a*.

Din figură se observă că termenii liberi sînt fixați în partea stîngă. La voltmetrele numerice se obține soluția care este indicată în partea de jos a figurii 3, *a*. Factorul de 100, introdus la citirea pe voltmetru (valoarea x_2 pe figura 3, *a*), servește numai pentru a mări precizia rezultatelor.

Soluția se obține imediat după ce comutatorul de punere sub tensiune a calculatorului a fost anclanșat. Viteza de obținere a rezultatului este independentă de ordinul sistemului algebric liniar.

4. Rezolvarea pe calculatorul matricial a sistemelor de ecuații diferențiale

Un sistem oarecare de M ecuații diferențiale cu m necunoscute x_i, $i = 1,2 \ldots m$ poate fi scris sub formă condensată :

$$\sum_{i=0}^{n} [A_i]\,[D^i]_d \cdot x] = f(t)], \tag{8}$$

unde :

$$[D^i]_d = [1]_d \frac{d^i}{dt^i};$$

$[A_i]$ este o matrice pătrată de ordin $m \times m$;
$[D^i]_d$ — o matrice diagonală de ordin $m \times m$;
$[1]_d$ — o matrice diagonală unitate de ordin $m \times m$;
$f(t)]$ și $x]$ — matrice coloană de ordin m;
m — numărul necunoscutelor;
n — ordinul sistemului de ecuații diferențiale.

Pentru a se exemplifica semnificația acestor notații se consideră sistemul :

$$a_2^{11}\frac{d^2x_1}{dt^2} + a_2^{12}\frac{d^2x_2}{dt^2} + a_1^{11}\frac{dx_1}{dt} + a_1^{12}\frac{dx_2}{dt} + a_0^{11}x_1 + a_0^{12}x_2 = f_1(t)$$

$$a_2^{21}\frac{d^2x_1}{dt^2} + a_2^{22}\frac{d^2x_2}{dt^2} + a_1^{21}\frac{dx_1}{dt} + a_1^{22}\frac{dx_2}{dt} + a_0^{21}x_1 + a_0^{22}x_2 = f_2(t), \tag{9}$$

care se poate scrie sub forma ecuației matriciale :

$$\begin{bmatrix} a_2^{11} & a_2^{12} \\ a_2^{21} & a_2^{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \frac{d^2x_1}{dt^2} \\ \frac{d^2x_2}{dt^2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1^{11} & a_1^{12} \\ a_1^{21} & a_1^{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \frac{dx_2}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_0^{11} & a_0^{12} \\ a_0^{21} & a_0^{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(t) \\ f_2(t) \end{bmatrix} \tag{10}$$

sau :

$$\left\{[A_2]\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\frac{d^2}{dt^2} + [A_1]\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\frac{d^1}{dt^1} + [A_0]\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\frac{d^0}{dt^0}\right\}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(t) \\ f_2(t) \end{bmatrix}$$

și în sfîrșit :

$$\sum_{i=0}^{2} [A_i]\begin{bmatrix} \frac{d^i}{dt^i} & 0 \\ 0 & \frac{d^i}{dt^i} \end{bmatrix} \cdot x] = f(t)] \quad . \tag{10 bis}$$

Se observă identitatea formală între ecuațiile (8) și (10 bis).

Ecuația (8), care are toate matricele de ordinul m, conține operatorul D la diverse puteri între 0 și n, n fiind ordinul sistemului de ecuații diferențiale.

Se știe că sistemul de ordin n poate fi transformat în foarte multe feluri într-un sistem echivalent de ecuații diferențiale de ordinul 1 [7], [8].

Unul din sistemele echivalente este dat de ecuația hipermatricială :

$$\begin{bmatrix} \overbrace{[D]_d\ [-1]_d \ldots [0]\ \ [0]}^{n+1} \\ [0]\ \ [D]_d\ \ \ [0]\ \ [0] \\ \vdots\ \ \ \vdots\ \ \ \vdots\ \ \ \vdots \\ [0]\ \ [0]\ \ [D]_d\ \ [-1]_d \\ [A_0]\ \ [A_1]\ \ [A_{n-1}]\ \ [A_n] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_0] \\ X_1] \\ \vdots \\ X_{n-1}] \\ X_n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0] \\ 0] \\ \vdots \\ 0] \\ f(t)] \end{bmatrix}, \tag{11}$$

unde :

$$i = 0,\ 1,\ 2 \ldots n;$$

$$[D]_d = [1]_d \cdot d/dt = [1]_d \cdot p$$

$$X_0] = x];$$

$$X_i] = [D^{i-1}]_d \cdot X_0] = [D^{i-1}]_d \cdot x].$$

Spre exemplu, sistemul echivalent de ordinul întîi al sistemului de ordinul (10) este :

$$\left[\begin{array}{cc|cc|cc|cc} \frac{d}{dt} & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & x_1 & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & -1 & 0 & 0 & x_2 & 0 \\ \hline 0 & 0 & \frac{d}{dt} & 0 & -1 & 0 & \dot{x}_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{d}{dt} & 0 & -1 & \dot{x}_2 & 0 \\ \hline a_0^{11} & a_0^{12} & a_0^{11} & a_1^{12} & a_2^{11} & a_2^{12} & \ddot{x}_1 & f_1(t) \\ a_0^{21} & a_0^{22} & a_1^{21} & a_1^{22} & a_2^{21} & a_2^{22} & \ddot{x}_2 & f_2(t) \end{array}\right] \tag{12}$$

sau :

$$\begin{bmatrix} [D] & [-1] & [0] \\ [0] & [D] & [-1] \\ [A_0] & [A_1] & [A_2] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X] \\ X_1] \\ X_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0] \\ 0] \\ f(t)] \end{bmatrix} \tag{12 bis}$$

care este similar din punct de vedere formal cu (11).

Se poate verifica foarte ușor că ecuația matricială (12 bis) este identică sistemului de ecuații diferențiale (9) sau (10). Într-adevăr, din relația hipermatricială (12 bis) rezultă următoarele relații matriciale :

$$[D] \cdot X_0] = X_1], \text{ dar } X_0] = x], \text{ deci :}$$

$$X_1] = [D] \cdot X_0], \tag{13}$$

$$[D] \cdot X_1] = X_2] = [D]^2 x],$$

$$[A_0]\ X_0] + [A_1] \cdot X_1] + [A_2] \cdot X_2] = f(t)],$$

sau :

$$[A_0] \cdot x] + [A_1]\,[D] \cdot x] + [A_2]\,[D]^2 \cdot x] = f(t)] \text{ (13 bis)},$$

ceea ce demonstrează afirmația făcută.

Revenind la problema sistemelor echivalente de ordinul 1, se menţionează că, în afară de expresia (11), o altă formă echivalentă este :

$$\begin{bmatrix} [D] & [-1] & [0] & - - - & [0] & [0] \\ [0] &]D] & [-1] & - - - & [0] & [0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ [0] & [0] & [0] & - - - & [D] & [-1] \\ [A_0] & [A_1] & [A_2] & - - - & [A_{n-2}] & [A_{n-1}+A_nD[\end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0] \\ X_1] \\ \vdots \\ X_{n-2}] \\ X_{n-1}] \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0] \\ 0] \\ \vdots \\ 0] \\ f(l)] \end{bmatrix} \qquad (14)$$

Aplicînd expresiilor (11) şi (14), transformarea :

$$\begin{bmatrix} [0] & [0] & [0] & . . & [0] & [1] \\ [-1] & [0] & [0] & . . & [0] & [0] \\ [0] & [-1] & [0] & . . & [0] & [0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ [0] & [0] & [0] & . . & [-1] & [0] \end{bmatrix} \qquad (15)$$

se obţine în locul ecuaţiei (11) :

$$\begin{bmatrix} [A_0] & [A_1] & [A_2] & . . & [A_{n-1}] & [A_n] \\ [-D] & [1] & [0] & . . & [0] & [0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ [0] & [0] & [0] & .. & [1] & [0] \\ [0] & [0] & [0] & .. & [-D] & [1] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_0] \\ X_1] \\ \vdots \\ X_{n-1}] \\ X_n] \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} f(l)] \\ 0] \\ \vdots \\ 0] \\ 0] \end{bmatrix} \qquad (16)$$

şi în locul ecuaţiei (14) :

$$\begin{bmatrix} [A_0] & [A_1] & [A_{n-2}] & [(A_{n-1}+A_nD)] \\ [-D] & [1] & [0] & [0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ [0] & [0] & [1] & [0] \\ [0] & [0] & [-D] & [1] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_0] \\ X_1] \\ \vdots \\ X_{n-2}] \\ X_{n-1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f[(l)] \\ 0] \\ \vdots \\ 0] \\ 0] \end{bmatrix} \qquad (17)$$

Pentru a ilustra, în mod practic, cum se aplică această teorie în cazul folosirii calculatorului matricial, se consideră, spre exemplu, ecuaţia diferenţială :

$$3\frac{d^2x}{dt^2} + 2{,}1\frac{dx}{dt} + 7{,}7\,x = 4{,}3 \quad t > 0\,;\ \dddot{x} = \ddot{x} = \dot{x} = x = 0$$

$$\text{la } t = 0. \qquad (18)$$

Pe baza ecuaţiei (11) se poate scrie :

$$\begin{bmatrix} 3 & 2{,}1 & 7{,}7 \\ -1 & 1\,p & 0 \\ 0 & -1 & 1p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \dot{x} \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4{,}3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \text{ unde } p = \frac{d}{dt} \cdot \qquad (19)$$

Modul de fixare a matricei coeficienţilor pe calculator este arătat în figura 3, *b*, putîndu-se face un paralelism între acesta şi modul de fixare a matricei coeficienţilor ecuaţiei algebrice (7) care este arătat în figura 3, *a*.

Se observă că singura diferenţă la fixarea coeficienţilor constă în faptul că termenii a_{22} şi a_{33}, care conţin operatorul diferenţial p, se fixează în poziţia inferioară.

Soluţia funcţiei $x\,(l)$ apare la ieşirea coloanei 3, iar derivatele respective $\dot{x}$ şi $\ddot{x}$ pe coloanele 2 şi 1 şi, deoarece toate aceste expresii sînt funcţii de timp, ele apar trasate grafic pe instrumentul înregistrator cu bandă şi, de asemenea, apar şi pe tubul unui osilograf catodic. Dacă valoarea finală a funcţiei x este o constantă, această valoare apare înregistrată şi la voltmetru, situaţie care corespunde exemplului dat.

5. Alte aplicaţii ale calculatorului matricial

Calculatorul matricial permite, de asemenea, cu multă uşurinţă, calculul matricei inverse de ordin n. Într-adevăr, coloanele matricei inverse se obţin printr-o rezolvare succesivă a unor n sisteme algebrice de ordin n.

Într-adevăr, fie identitatea :

$$[A]\cdot[A]^{-1} \equiv [1], \qquad (20)$$

unde $[A]$ este o matrice $n \times n$.

Se notează coloanele matricei inverse $[A]^{-1}$ cu

$x_1]\ x_2]\ \ldots\ x_n]$, unde :

$$x_i] = \begin{bmatrix} x_{i1} \\ x_{i2} \\ \vdots \\ x_{in} \end{bmatrix}$$

Cu aceste notaţii, identitatea (20) se separă în n sisteme liniare :

$$[A]\cdot x_i] = 1_i] \qquad i = 1,2\ldots n,$$

unde

$$l_i] = \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ i \\ \vdots \\ n \end{matrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (21)$$

Rezolvarea celor n sisteme liniare (21) se face pe calculator, succesiv. Matricea $[A]$ este fixată o dată şi rămîne valabilă pentru toate cele n sisteme. Fixînd succesiv pe coloana termenilor liberi unitatea în diverse poziţii $i = 1, 2\ldots n$, se obţin drept rezultat vectorii $x_i]$, care alcătuiesc coloanele matricei inverse.

* * *

Calculul unui determinant A_n se face cu ajutorul minorilor săi de diferite ordine.

Fie :

$$A_n = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12}\ldots a_{1n} \\ a_{21} & a_{22}\ldots a_{2n} \\ \vdots & \vdots \\ a_{ni} & a_{n2}\ldots a_{nn} \end{vmatrix}\ ;\ A_{n-1} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \ldots a_{1,n-1} \\ a_{21} & a_{22} & \ldots a_{2,n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n-1} & a_{n-1}\ldots & a_{n-1,\,n-1} \end{vmatrix} \qquad (22)$$

$$A_2 = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix}\ ;\ A_1 = |a_{11}|\,.$$

Valoarea determinantului $A_n = \prod_{i=1}^{n} S_i$,

iar :

$$S_i = \frac{|A_i|}{|A_{i-1}|} = \frac{J_i}{x_i};\quad \text{unde } J_i = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{vmatrix} \qquad (22 \text{ bis})$$

Relaţia (22 bis) derivă din regula lui Kramer pentru sistemul :

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \ldots & a_{1i} \\ a_{21} & a_{22} & \ldots & a_{2i} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{i1} & a_{i2} & \ldots & a_{ii} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \qquad (23)$$

rezolvat în raport cu necunoscuta x_i. Din cele arătate rezultă pentru calculul determinantului pe calculatorul matricial un procedeu secvenţial, compus din n etape şi care, în fiecare etapă, face apel la o matrice cu un ordin diminuat, coloana

termenilor liberi avînd un 1 în dreptul necunoscutei căutate.

Mai jos se arată un exemplu de inversiune a unei matrice rezolvate pe calculatorul matricial :

$$[A] = \begin{bmatrix} 19 & 8,5 & 9,5 & -7,5 \\ 5,5 & 18 & -5 & -17,5 \\ 9,5 & 9,7 & 19 & -9 \\ 8 & 6,5 & -5 & 18 \end{bmatrix};$$

$[A]^{-1}$ calculat pe calculator =

$$= \begin{bmatrix} 79,25 & -13,3 & -44,1 & -1,74 \\ -53 & 40,2 & 48,5 & 41,04 \\ -23 & -20,5 & 59,2 & -0,23 \\ -22,4 & -14,2 & 18,5 & 41,4 \end{bmatrix};$$

$$[A]^{-1}_{exact} = \begin{bmatrix} 78,76 & -13,17 & -43,27 & -1,621 \\ -52,4 & 39,9 & 47,4 & 40,688 \\ -23,16 & -20,7 & 58,657 & -0,4282 \\ -22,5 & -14,3 & 18,4 & 41,46 \end{bmatrix}.$$

Trebuie să se menţioneze că precizia cu care sînt realizate diverse componente ale calculatorului matricial variază între 0,1 şi 1 la sută, de aceea precizia rezultatelor numerice este de circa 0,5 — 1 la sută.

Această precizie poate fi ameliorată prin introducerea unei iteraţii de tipul indicat în continuare.

Dacă în locul ecuaţiei matriciale :

$$[A] \cdot x] = b], \tag{24}$$

datorită erorilor sistematice ale dispozitivului de calcul, ecuaţia care se rezolvă efectiv este :

$$[B] \cdot x] = b], \tag{25}$$

unde $[B]$ este matricea pe care o realizează calculatorul în locul matricei $[A]$, atunci soluţiile pot fi ameliorate prin următorul proces iterativ :

$$[B] \cdot x_0] = b] = b_0]\,;\ [B] \cdot x_1] = b_0] - [A] \cdot x_0] = b_1]\,;$$
$$[B] \cdot x_2] = b_1] - [A] \cdot x_1] = b_2] \ldots \text{etc.} \tag{26}$$

Se poate demonstra [9], [10] că în aceste condiţii soluţia este :

$$X = \sum_{i=0}^{n} x_i\,. \tag{27}$$

Într-adevăr, din a doua ecuaţie (26) rezultă relaţia matricială :

$$x_1 = (1 - B^{-1} A)\, x_0 = S x_0$$

şi deci :

$$x_n = S^n\ x_0. \tag{28}$$

Deci pentru ca şirul (27) să fie convergent trebuie ca $S^n \to 0$. În acest scop este necesar şi suficient ca rădăcinile caracteristice ale matricei S să fie în interiorul cercului unitar. Această condiţie derivă din teorema Levi-Hadamard :

— valorile proprii ale matricei $A = [a_{ij}]$ se află în interiorul domeniului închis, format din toate cercurile, avînd centrele în a_{ii} şi drept rază r_i :

$$\text{valoarea } r_i = \sum_{j=1}^{n} |a_{ij}|\ i = i,\ 2 \ldots n\,;\ j \neq i.$$

Cu alte cuvinte, dacă valorile proprii λ sînt nu mere subunitare, puterile lor de ordin n tind către zero cînd n tinde către infinit şi cum $[A]^n = [\lambda^n]_d$ rezultă, de asemenea $[A]^n \to 0$.

Practic, se procedează în felul următor :

— după ce s-a determinat o primă soluţie $x_0]$ rezolvînd pe calculator ecuaţia homeomorfă cu (24), se calculează o nouă serie de termeni liberi reziduali $b_1] = b_0] - [A] \cdot [x_0]$ şi cu aceste valori se rezolvă din nou sistemul dat pe calculator, obţinîndu-se soluţia x_1.

Soluţia ameliorată este $x = x_0 + x_1$ şi după n iteraţii avem expresia dată de (27).

Pentru rezolvarea ecuaţiei (7) pe calculatorul matricial, aşa după cum rezultă şi din figura 3,*b* avem $x_1 = -0,663$; $x_2 = +0,666$; $x_3 = -0,331$ şi, dacă mai facem o iteraţie în conformitate cu procedeul indicat $x_1 = -0,659$; $x_2 = +0,665$; $x_3 = -0,329$. Soluţia exactă este $x_1 = 0,6592$; $x_2 = +0,66542$; $x_3 = -0,3296$ şi se observă aproximaţia excelentă ce se obţine după o singură iteraţie.

Un alt domeniu important de aplicaţie a calculatorului matricial este cel al funcţiilor de transfer. După cum se ştie, într-un sistem electric de comandă raportul între variabila la intrarea şi ieşirea sistemului defineşte funcţia de transfer. De obicei, expresia analitică a acestei funcţii este dată pentru transformatele Laplace a mărimilor de la intrare şi ieşire, dar nu trebuie să se uite că aceste mărimi sînt determinate de o ecuaţie diferenţială, de forma :

$$\sum_{i=0}^{n} a_i \frac{d^i x_1}{dt^i} = \sum_{j=0}^{m} b_j \frac{d^j x_0}{dt^j}, \tag{29}$$

unde :

x_0 este variabilă la intrare ;
x_1 — variabilă la ieşire.

Pe baza celor arătate, ecuaţia diferenţială (29) poate fi scrisă sub forma unei matrice rezolvabilă uşor pe calculatorul matricial [11]. Detalierea acestei aplicaţii va face obiectul unui articol special. Trebuie amintit, de asemenea, că în prezent s-au obţinut rezultate interesante privind determinarea valorilor proprii şi rezolvarea problemelor neliniare cu ajutorul calculatorului matricial.

În concluzie, calculatorul matricial este un nou tip de instrument de calcul care permite rezolvarea foarte uşoară a oricărei probleme, care poate fi exprimată analitic printr-o matrice, fără a mai face necesară cunoaşterea altor elemente, în afară de cele care compun matricea. Cum aproape toate problemele practicii actuale pot căpăta o formă matricială, rezultă de aici importanţa esenţială a acestui tip de calculator şi necesitatea de a i se acorda atenţia cuvenită.

Pînă în prezent nu a fost construit decît un calculator 10×10, avînd ca elemente numere reale pozitive sau negative.

Construcţia calculatorului, care n-a depăşit însă stadiul universitar, este opera profesorului Pierre M. Honnell de la Universitatea din Washington.

ANEXA 1

Fie reţeaua electronică din figura I 1, *a* sau I 1,*b*, compusă dintr-un amplificator cu n etaje cu amplificarea $\mu_1 | \mu_2 |$ şi cu elemente y, reprezentînd conductanţe sau susceptanţe capacitive sau combinaţii ale acestor elemente.

Matricea admitanţă a amplificatorului cu n etaje este :

$$[y] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \mu_0(p)\, g_{mn}\, g_{pn} + y_{pn} & \end{bmatrix}, \tag{I1}$$

unde : g_{pn} este conductanţa de placă a etajului n ;
g_{mn} — conductanţa mutuală a etajului n ;
$\mu_0(p)$ — amplificarea de tensiune dependentă de frecvenţă ;
$p = d/dt$;
y_{pn} — conductanţa reţelei etajului n.

Matricea admitanţă a întregei reţele din figura I 1, *a* se poate obţine prin combinarea matricei admitanţă a amplificatorului cu cele două matrice ale elementelor y_{ij} care au forma :

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} y_{ij} & -y_{ij} \\ -y_{ij} & y_{ij} \end{bmatrix}. \tag{I2}$$

În consecință, matricea rezultantă, combinînd cele trei matrice, este :

$$[y]_r = \left[\begin{array}{c|c} \dfrac{y_{11}\{\mu(p)\cdot g_{mn}+g_{pn}+y_{pn}+y_{21}\}}{g_{pn}+y_{pn}+y_{11}+y_{21}} & \dfrac{-y_{11}\cdot y_{21}}{g_{pn}+y_{pn}+y_{11}+y_{21}} \\ \dfrac{y_{21}\{\mu(p)\,g_{mn}-y_{11}\}}{g_{pn}+y_{pn}+y_{11}+y_{21}} & \dfrac{y_{21}\,[g_{pn}+y_{pn}+y_{11}]}{g_{pn}+y_{pn}+y_{11}+y_{21}} \end{array}\right] \tag{13}$$

Alegînd amplificatorul astfel ca $y\to\infty$ (impedanța de ieșire foarte mare) și ținînd seamă că $g_{mn}=\mu_{on}\cdot g_{pn}$, unde μ_{on} este amplificarea de tensiune a ultimului etaj și cu notația

$\mu_1 = \mu_0(p)\cdot\mu_{on}$, se obține :

$$[y]_r = \begin{bmatrix} y_{11}(\mu_1+1) & 0 \\ y_{21}\mu_1 & y_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}\mu_1 & 0 \\ y_{21}\mu_1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & 0 \\ 0 & y_{21} \end{bmatrix}. \tag{14}$$

În mod similar, pentru figura 11, b :

$$[y]_r = \begin{bmatrix} 0 & y_{21}\mu_2 \\ 0 & y_{22}\mu_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{12} & 0 \\ 0 & y_{22} \end{bmatrix}. \tag{15}$$

Pentru rețeaua de sinteză a calculatorului (fig. 1) rezultă matricea admitanță :

$$[y] = \begin{bmatrix} (y_{11+}-y_{11-})\,\mu_1\cdots(y_{1k+}-y_{1k-})\mu_k\cdots(y_{1s+}-y_{1s-})\mu_s \\ (y_{21+}-y_{21-})\,\mu_1\cdots(y_{2k+}-y_{2k-})\mu_k\cdots(y_{2s+}-y_{2s-})\mu_s \\ \vdots \qquad\qquad \vdots \qquad\qquad \vdots \\ (y_{s1+}-y_{s1-})\,\mu_1\cdots(y_{sk+}-y_{sk-})\mu_k\cdots(y_{ss}-y_{ss-})\mu_s \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{s}(y_{1i+}+y_{1i-})\cdots & 0 & 0 \\ 0 & \cdots\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ & \sum_{i=1}^{s}(y_{ki+}+y_{ki-}) & 0 \\ 0 & 0 & \sum_{i=1}^{s}(y_{si+}+y_{si-}) \end{bmatrix} =$$

$$= \Big[[y]_1 + [y]_2\Big]. \tag{17}$$

Cei doi termeni ai ecuației (17) reprezintă : primul, matricea calculatorului, care este homeomorfă cu o matrice ex-

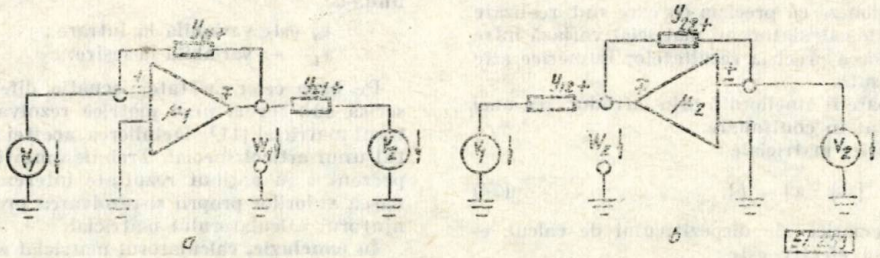


Fig. I 1. Rețeaua electronică de sinteză — caz particular.

Aceste cazuri particulare sînt generalizate în figura I 2 introducîndu-se amplificatoare cu ieșire bipolară și elemente

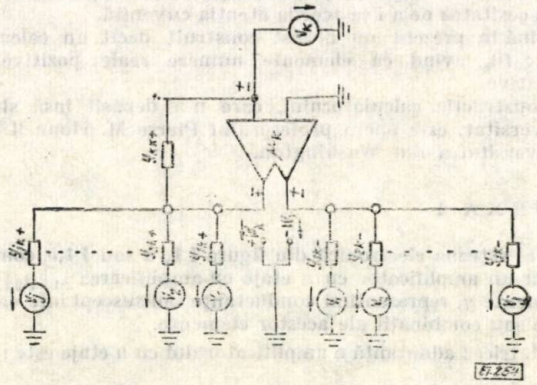


Fig. I 2. Rețeaua electronică de sinteză — caz general.

y_{ij} adiționale. În mod analog, matricea admitanță a rețelei din figura I2 este :

$$[y] = \begin{bmatrix} 0\ldots0 & (y_{1k+}-y_{1k-})\,\mu_k & 0\ldots0 \\ 0\ldots0 & (y_{2k+}-y_{2k-})\,\mu_k & 0\ldots0 \\ \vdots\ \vdots & \vdots & \vdots\ \vdots \\ 0\ldots0 & (y_{sk+}-y_{sk-})\,\mu_k & 0\ldots0 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} y_{1k+}+y_{1k-} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & y_{2k+}+y_{2k-} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & y_{ik+}+y_{ik} & \\ & & 0 & y_{sk+}+y_{sk-} \end{bmatrix} \tag{16}$$

ternă și cel de-al doilea, o matrice de eroare. Aplicarea transformării dată de matricea C, unde :

$$[C] = \left[\frac{1}{\mu_i}\right]_d \quad i = 1, 2 \ldots s, \tag{18}$$

permite, la o alegere convenabilă a factorilor de amplificare μ_i, ca termenul $[y]_2\,[C]$ să poată fi făcut oricît de mic și matricea (17) se reduce la :

$$[y] = \begin{bmatrix} y_{11+}-y_{11-}\cdots & y_{1k+}-y_{1k-1}\cdots y_{is+}-y_{1s-} \\ y_{21+}-y_{21-}\cdots y_{2k+} & -y_{2k-}\cdots y_{2s+}-y_{2s-} \\ \vdots & \vdots \\ y_{s1+}-y_{s1-}\cdots y_{sk+} & -y_{sk-}\cdots y_{ss+}-y_{ss-} \end{bmatrix} \tag{18}$$

ANEXA 2

Rezolvarea ecuației diferențiale a sistemelor rezonante de tipul :

$$\ddot{x} + x = \cos(t)\cdot U(t-0) \tag{11}$$

cu condiții inițiale $x = \dot{x} = \ddot{x} = 0$,

unde $U(t-0)$ este funcția salt unitar $U(t-0) = \begin{cases} 0 & t<t-0 \\ 1 & t\geqslant t-0 \end{cases}$

se face pe calculatorul matricial prin metoda expusă care conduce la ecuaţia matricială :

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & p & 0 \\ 0 & -1 & -p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \dot{x} \\ x \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} \cos(t) \cdot U(t-0) \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} . \quad \text{(II 2)}$$

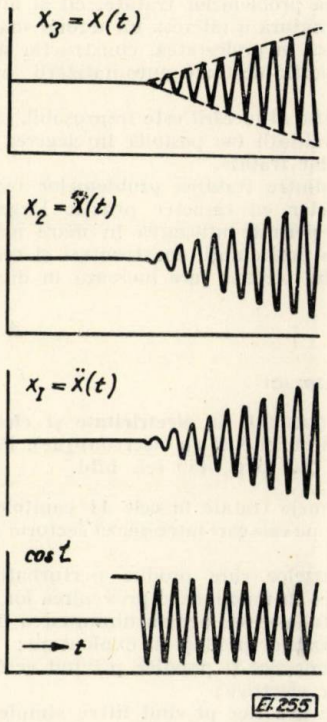


Fig. II 1. Oscilogramele obţinute pe calculatorul matricial la rezolvarea ecuaţiei diferenţiale a fenomenelor oscilatorii.

Problema care se pune pentru rezolvarea ecuaţiei (II 2) pe calculatorul matricial este modelarea funcţiei trigonometrice $f(t) = \cos(t) \cdot U(t-0)$. Aceasta poate fi modelată prin ecuaţia diferenţială $\ddot{x} + x = 0$ care scrisă matricial dă :

$$\begin{bmatrix} p & 1 \\ -1 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ cu condiţiile iniţiale } x_4 = 0 \text{ şi } x_5 = 1 \text{ la } t = 0. \quad \text{(II 3)}$$

Combinînd ecuaţiile (II 2) şi (II 3) se obţine :

$$\left[\begin{array}{ccc|cc} 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & p & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & p & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & p \end{array}\right] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

şi cu condiţiile iniţiale $x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = 0$; $x_5 = 1$ la $t = 0$, unde am notat $x_1 = \ddot{x}$; $x_2 = \dot{x}$; $x_3 = x$.

Rezultatele obţinute din rezolvarea pe calculatorul matricial a ecuaţiei (II 4) sînt arătate în oscilogramele figurii II 1. Se observă că rezultatele verifică soluţia care poate fi uşor calculată analitic pentru ecuaţia diferenţială (II 1), precum şi forma funcţiei $f(t) = x_5$.

Bibliografie

[1] *Rothman, A.* Analogii electrice şi mecanice în legătură cu circuitul electric. În : Energetica **12**, nr. 5, mai 1964, p. 230—232.

[2] *Krishnamurthy, E. V.* şi *Honnell, P. M.* A matric approach to the stability of solutions of algebraic systems by arithmetic and analytic machines. In : Annales de l'Association Internationale pour Le Calcul Analogique 7, nr. 2, apr. 1965, p. 81 — 91.

[3] *Honnel, P. M., Mulhollands, R. J.* şi *Krishnamurthy, E. V.* Further comments on iterative procedure. In : Proc. IEEE **52**, iul 1964.

[4] *Honnell, P. M.* The matric computor. In : The Bridge of Eta Kappa Nu Association **59**, nr. 2, 1962, p. 2—9.

[5] *Honnell, P. M.* The matric computor, In : Jour. Franklin Inst. **276**, nr. 4, oct 1963, p. 282—294.

[6] *Honnell, P. M.* şi *Horn, R. E.* Analogue computor synthesis and error matrices. In : Trans. AIEE PI Communication and Electronics **75**, mar 1956, p. 26—32.

[7] *Honnell, P. M.* şi *Horn, R. E.* Matrices in analogue mathematical machines. In : Jour. Franklin Inst. **260**, nr. 3 sept 1955, p. 193—207.

[8] *Angot, A.* Complemente de matematici. Bucureşti, Editura tehnică, 1965, p. 236.

[9] *Bodewig, E.* Matrix Calculus. North Holland Publishing Co., 1959, p. 87 şi 150.

[10] *Laughton, M. A.* Use of matrix theory in the analysis of linear feedback circuits. In : Proc. I.E.E. **110**, nr. 10, oct 1963, p. 1771 — 1772.

[11] *Honnell, P. M.* şi *Mulholland, R. Z.* Simulation of closed-loop feedback control system dynamic on the matric computor. In : Matrix and Tensor Quarterly **15**, nr. 4, iun 1965, p. 109—121.

Intrat în redacţie la 22. VI. 1966

RECENZII

CZ 621.316.5/9: 621–52

M. CHEVALIER. **Aparataj electric pentru automatizări industriale** (Appareillage électrique des automatismes industriels.) Paris, Editura Eyrolles, 1965.

Lucrarea este redactată în trei volume. Primul volum intitulat: Aparataj electromagnetic şi electromecanic conţine 265 pagini, 219 figuri şi 22 referinţe bibliografice

După o scurtă prefaţă se dau principalele definiţii pentru echipamentul electric în general şi pentru contactoare, întreruptoare, demaroare şi se indică simbolurile grafice pentru fiecare tip de aparat descris

Problemele tratate în cele şase capitole ale cărţii se indică în cele ce urmează.

Primul capitol cuprinde electromagneţii contactoarelor şi modul lor de alimentare în curent continuu şi alternativ, puterea de rupere a acestor aparate şi indicarea, la sfîrşitul capitolului, a caracteristicilor principale a unor contactoare adecvate proceselor industriale. Se mai abordează releele auxiliare, indicîndu-se schemele speciale pentru diferite situaţii şi se indică tipurile de temporizare (magnetică, termică, electronică etc.).

Capitolul al doilea se încheie cu descrierea comutatorului ciclic şi cu precizări asupra sistemelor de temporizare.

Cel de-al treilea capitol conţine o serie de consideraţii privind disjunctoarele, transformatoarele pentru circuitele de comandă, elementele redresoare, releele de măsură şi protecţie, amplificatoarele magnetice şi rezistenţele pentru circuitele de putere şi comandă.

În capitolul al patrulea se descrie echipamentul contactoarelor dîndu-se o serie de date constructive şi din exploatarea acestor tipuri de aparate.

În ultimele două capitole se abordează partea constructivă şi de întreţinere a aparatajului de comandă, cum ar fi manipulatoarele, detectoarele, selectoarele, manostatele şi vacuumostatele etc.

Pentru fiecare tip de aparat se dă schema electrică, vederea generală şi principalele relaţii de calcul ale mărimilor caracteristice. Se arată modul de variaţie a tensiunii, a curentului sau a altor mărimi în cazul funcţionării aparatului în instalaţia industrială.

Al doilea volum este intitulat: Automatizarea prin mijloace electromagnetice şi electronice şi conţine 240 pagini, 170 figuri şi 13 referinţe bibliografice, tratînd în cele opt capitole următoarele probleme generale specifice.

În primul capitol se prezintă funcţiile logice elementare, aspectele esenţiale ale algebrei Booleene şi se dau indicaţii asupra simplificării schemelor.

În capitolul al doilea, după noţiunile de cod şi numerotaţie, se tratează problema conversiunii dintr-un sistem în altul.

Următoarele patru capitole cuprind probleme legate de schemele cu relee; comutaţia electronică şi registrele. Se tratează atît aspectul constructiv, cît şi cel funcţional.

Ultimele două capitole se referă la aparatajul auxiliar pentru automatizarea complexă şi la modul de exploatare în condiţii normale de funcţionare.

„Comanda motoarelor electrice" face obiectul celui de-al treilea volum conceput în 226 pagini completate cu 172 figuri şi 7 referinţe bibliografice.

Pe cuprinsul celor şase capitole împărţite în două părţi se discută următoarele probleme.

Prima parte cuprinde: demarajul motoarelor cu excitaţie derivaţie şi compound şi modul lor de frînare; grupurile Ward-Leonard; demarajul, frînarea şi reglarea vitezei motoarelor cu excitaţie serie.

În partea a doua se abordează motoarele de curent alternativ: principalele fenomene ale motoarelor cu inducţie şi diagrama cercului; motoarele cu inducţie cu colivie; frînarea şi reglajul vitezei motoarelor cu colivie; motoarele sincrone, asincrone-sincronizate şi motoarele monofazate.

Din lectura cărţii se desprind următoarele aspecte:

— Problemele tratate sînt actuale şi de mare interes pentru construcţia şi exploatarea aparatajului electric privind automatizarea instalaţiilor industriale.

— Aspectele aduse în discuţie scot în evidenţă caracteristicile principale ale aparatajului electric din acest sector de activitate şi înlesnesc înţelegerea unor fenomene de interes practic imediat.

— Actualitatea problemelor tratate, cît şi nivelul de prezentare este de natură a interesa un număr mare de specialişti care lucrează în proiectarea, construcţia şi exploatarea aparatajului electric destinat automatizării proceselor de producţie.

— Nivelul grafic al lucrării este ireproşabil, iar stilul sobru şi adecvat specialităţii fac posibilă înţelegerea fără dificultăţi a problemelor tratate.

— Proporţia dintre tratarea problemelor teoretice şi rezolvarea aspectelor cu caracter practic lărgeşte interesul pentru carte şi permite utilizarea în mare măsură a indicaţiilor de către proiectanţi, constructori şi cei din exploatarea aparatajului electric care lucrează în diverse sectoare ale producţiei.

A. Carabulea

CZ 621.315.93+621.396.821

R. F. FICCHI. **Paraziţii în electricitate şi electronică** (Les parasites en électricité et en électronique). Paris, Editura Dunod, 1966, 240 pag., 450 ref. bibl.

Dintre problemele tratate în cele 11 capitole şi 4 anexe menţionăm doar pe cele care interesează sectorul electrotehnic, şi anume:

— studiul cauzelor care produc perturbaţii în diverse instalaţii electrice în funcţiune şi prevenirea lor;

— echipamentul necesar pentru diminuarea perturbaţiilor, respectiv a paraziţilor produşi în exploatare;

— aspectele teoretice şi practice privind ecranarea cablurilor şi a liniilor electrice;

— problemele practice privind filtre simple şi cele sub formă de cuadripoli;

— măsuri pentru reducerea perturbaţiilor din cablurile de telecomunicaţie;

— controlul perturbaţiilor din interiorul echipamentului electric, cum ar fi: motoarele electrice, arcurile electrice etc.;

— punerile la pămînt atît din punctul de vedere al proiectării, cît şi al construirii unor prize de mare eficacitate. Se fac consideraţii şi în legătură cu aspectele exploatării instalaţiilor de legare la pămînt;

— modul de realizare a punerii la pămînt al echipamentului electric din diverse instalaţii electrice de înaltă şi joasă tensiune. Se insistă mai mult asupra punerii la pămînt a instalaţiilor de producere şi transport a energiei electrice. Se compară instalaţiile electrice puse la pămînt cu cele fără punere la pămînt, arătîndu-se avantajele şi dezavantajele fiecărui sistem în parte. Se dau indicaţii de folosire a legăturilor la pămînt pentru diverse tipuri de instalaţii.

Ca impresii generale asupra problemelor tratate se menţionează:

— nivelul este corespunzător din punctul de vedere al înţelegerii problemelor sub aspect teoretic şi practic;

— lămurirea unor aspecte ale perturbaţiilor şi indicarea cauzelor care le provoacă, propunîndu-se măsuri de remediere a paraziţilor din instalaţiile industriale;

— prezentarea este succintă, stilul corespunzător problemelor de specialitate, nivelul grafic este exemplar şi bibliografia este foarte bogată;

— dezvoltarea pe măsura necesităţii a relaţiilor de calcul şi a aspectelor din practica exploatării instalaţiilor afectate de paraziţi face din acest studiu o carte utilă specialiştilor din domeniul proiectării, construcţiei şi exploatării echipamentului electric din diverse instalaţii industriale.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.01 : 517.948.5 : 518.12

Sabonnadière, I. C. **Metode numerice de inversare a transformatei Laplace** (Méthodes numériuqes d'inversion de la transformation de Laplace). In : Rev. Gén. Élect., tom. **76**, nr. 2, febr 1967, p. 201—205, 3 fig., 5 ref. bibl.

Inversarea numerică a transformatei Laplace prin metoda Mellin-Fourier prezintă dificultăţi practice. Se pot obţine rezultate satisfăcătoare aproximînd funcţia original prin dezvoltarea în serie a funcţiilor ortogonale. Se pot utiliza funcţiile trigonometrice şi polinoamele lui Legendre ; dar acestea sînt polinoamele Laguerre ortogonale pe intervalul zero-infinit în raport cu funcţia exponenţială care se potriveşte mai bine pentru inversarea transformatei Laplace.

După o sumară introducere se formulează problema prin definirea unei funcţii de variabilă reală pentru care se scrie transformata sa Laplace. Se arată principiul metodei numerice de inversare a transformatei Laplace, plecîndu-se de la schimbarea de variabilă a unei funcţii exponenţiale cu domeniul de existenţă zero-infinit.

Se expune apoi principiul metodei trigonometrice şi al polinoamelor lui Legendre. Se arată partea matematică a metodei de inversare numerică în cazul folosirii polinoamelor Laguerre. Se trasează curbele de variaţie a funcţiilor considerate în timp şi se dau valorile numerice comparative obţinute din calcul în cazul folosirii polinoamelor Legendre şi Laguerre.

A.C.

CZ 621.3.013.32 :621.314.2.013.1

Ivanes, M. şi Sabonnadière, I. C. **Calculul cîmpului de inducţie magnetică într-un colţ al transformatorului, ţinînd seamă de saturaţie** (Calcul du champ d'induction magnétique dans un angle de transformateur, compte tenu de la saturation). In : Rev. Gén. Élect., tom. **76**, nr. 2, febr 1967, p. 206—212, 8 fig., 3 ref. bibl.

O îmbunătăţire adusă metodelor cunoscute permite determinarea formei liniilor de cîmp cu o mare precizie şi în timp scurt. Se determină armonicile datorite inducţiei în mai multe puncte dintr-un colţ al unui transformator, cînd fluxul este riguros sinusoidal în funcţie de timp. Se compară rezultatele obţinute prin metoda propusă cu rezultatele experimentale.

După o sumară introducere se formulează ecuaţiile problemei, introducîndu-se funcţia care defineşte fluxul. Se dau ecuaţiile potenţialului scalar şi se arată forma posibilă de aplicat în cazul studiat. Se mai tratează problemele :

— reprezentarea proprietăţilor magnetice ale tolelor ;

— soluţionarea pe cale numerică a relaţiei generale a fluxului magnetic ;

— compararea rezultatelor experimentale cu cele obţinute de alţi autori.

După reprezentarea proprietăţilor magnetice ale tolelor se simplifică funcţia iniţială şi se indică o relaţie simplă pentru determinarea fluxului. Se dă schema logică de calcul care înlesneşte folosirea maşinilor electronice. Se indică linii echiflux pentru armonica a 3-a şi a 5-a şi pentru cele fundamentale. Metoda aplicată dă rezultate comparabile cu cele din literatură însă prezintă avantajul că, fiind generală, se poate aplica în diverse cazuri practice.

A. C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.226.042

Mailfert, A. **Asupra maşinilor electrice rotative heteropolare fără circuit magnetic** (Sur les machines électriques tournantes hétéropolaires sans circuit magnétique). In : Rev. Gén. Élect. **76**, nr. 2, feb 1967, p. 263—270, 3 fig., 3 ref. bibl.

Comunicare prezentată la şedinţa din 14 octombrie 1966 a Secţiei a 6-a a Societăţii franceze a electricienilor, articolul reprezintă o contribuţie la problema de actualitate a maşinilor electrice rotative, folosind supraconductibilitatea.

Pornind de la premisa existenţei unui inductor fix, susceptibil să creeze în absenţa unui circuit magnetic (mai corect a unor miezuri magnetice) un cîmp magnetic avînd o structură determinată, în particular cu repartiţie sinusoidală de-a lungul periferiei unui indus cilindric, autorul examinează pe rînd puterea mecanică a maşinii, pierderile de putere de origine electrică, valorile optime ale randamentului şi ale puterii specifice.

Stabilind pe baza forţelor laplaciene expresia puterii medii în cazul unei variaţii alternative a fenomenelor (în speţă sinusoidală) sub forma :

$$\overline{P} = V \cdot T_m \cdot B_m \cdot V_m \cdot K \cdot \cos \varphi, \qquad (6)$$

unde V reprezintă volumul indusului, T_m, B_m şi V_m, valorile limită pentru indusul mobil ale densităţii de curent, inducţiei şi vitezei periferice, iar φ, defazajul dintre curent şi tensiunea electromotoare — din această expresie se defineşte „coeficientul morfologic al indusului" K care nu depinde în mod esenţial decît de tipul de maşină considerată şi de structura sa internă şi care în cazul dat poate fi cel mult egal cu 1. În conformitate cu relaţia citată, stabilirea puterii mecanice a maşinii revine la stabilirea coeficientului K în ipotezele de lucru date, operaţie efectuată în articol.

Pierderile de putere de origine electrică sînt de natura pierderilor prin efect Joule şi Foucault. Cele dintîi sînt determinate prin integrarea expresiei densităţii de pierderi de natura respectivă, iar cele din urmă sînt determinate numai în ipoteza unei repartiţii uniforme a inducţiei în conductor, condiţie care — după autorul articolului — este îndeplinită pentru conductoare cu diametrul suficient de mic.

Puterea maximă, din punctul de vedere al limitărilor electrice, este determinată în articol în ipoteza unui sistem de răcire dat şi se arată că, presupunînd inducţia maximă dată (de ordinul a 5÷10 T), conductorul ales avînd diametrul minim posibil, atingerea puterii maxime, respectiv a randamentului maxim, se poate obţine prin alegerea corespunzătoare a conductibilităţii conductoarelor indusului, ajungîndu-se deci la o problemă de material.

Articolul se încheie printr-o diagramă complexă, rezumînd cantitativ rezultatele obţinute pentru anumite valori ale mai multor parametri de referinţă, diagramă care permite estimarea în condiţii de lucru date a puterii volumice a indusului care s-ar putea obţine cu o maşină heteropolară pentru valorile fixate ale parametrilor de referinţă. Asemenea diagrame se pot trasa şi pentru alte valori ale acestor parametri.

Articolul examinat reprezintă un pas înainte în soluţionarea problemelor complexe legate de acest domeniu de perspectivă privind maşinile electrice rotative.

E. S.

CZ 621.316.765.1 : 621.313.333

Kloke, E. **Montaj stea—triunghi la motoarele trifazate în scurteircuit** (Y/Δ—Schaltung bei Drehstrom—Kurzschlussläufer — Motoren). In : EMA **46**, nr. 1, ian 1967, p. 3 — 10, 15 fig.

În articol se examinează problema limitării curentului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit pe calea folosirii montajului stea-triunghi în 2, 3 pînă la 4 trepte.

În scopul arătat se dau diagramele polare ale tensiunilor şi schemele de conexiuni ale înfăşurărilor, ca şi cîteva oscilograme referitoare la salturile de tensiune în timpul comutării,

reprezentarea desfăşurată a unor tipuri de înfăşurări adecvate pentru realizarea montajelor în trei sau în patru trepte, schema de conexiuni pentru conectarea electrică a motorului pentru aceste cazuri (inclusiv cu schema electrică a controlerului care permite efectuarea comutării) şi altele.

În articol se atrage atenţia şi asupra unor fenomene auxiliare, ca de exemplu, defazarea curentului în timpul comutării, defazare care acţionează în sensul măririi şocului de curent; se indică, de asemenea, unele criterii pentru aprecierea comparativă a diferitelor variante de conectare prezentate.

Articolul conţine date interesante atît pentru constructorii de aparate şi maşini electrice, cît şi pentru cei care exploatează instalaţii conţinînd motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit.

E. Ş.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 62.315.62 – 742.001.4

* * * **Stadiul experienţelor privind poluarea izolatoarelor** (État des expériences concernant la pollution des isolateurs). In: Rev. Gén Élect., tom. **76**, nr. 2, feb 1967, p. 162–200.

În cuprinsul a patru materiale de specialitate se tratează problemele legate de poluarea izolatoarelor şi cele legate de funcţionarea lor în timp în instalaţiile electrice sub tensiune. Titlul şi rezultatul articolelor se dau în cele ce urmează:

1. Leroy, G. şi Desprès, P. Încercarea sub poluarea artificială a izolatoarelor de tip exterior (L'essai sous pollution artificielle des isolations type extérieur).

Se expune stadiul cercetărilor privind poluarea artificială a izolatoarelor supuse încercărilor într-un laborator de foarte înaltă tensiune completat cu încercările dielectricilor sub ploaie. Se indică ipotezele făcute ţinînd seamă atît de mecanismul de poluare artificială, cît şi mai ales de instalaţia de încercat. Se descriu experienţele efectuate şi se arată concluziile obţinute.

2. Causse, L. Stadiul experienţelor privind rezistenţa electrică a lanţurilor de izolatoare sub poluare naturală (État des expériences sur la tenue électrique des chaînes d'isolateur sous pollution naturelle).

În prima parte se indică reprezentarea analitică sumară a conturnării unui izolator poluat. Această reprezentare permite caracterizarea poluării şi înlesneşte determinarea unei valori critice a curentului de fugă stabilit cu ajutorul instalaţiei experiementale. În partea a doua se descrie staţia de încercare situată în zona industrială sau maritimă unde se înregistrează datele meteorologice de conturnare etc. Interpretarea rezultatelor obţinute în decursul mai multor ani de încercări experimentale permite să se precizeze rezistenţa dielectrică a lanţurilor de izolatoare pentru o poziţie a lor şi o stare de poluare dată.

În partea a treia se fac o serie de exemple numerice folosindu-se diferite tipuri de izolatoare care au funcţionat în instalaţii electrice (2–4 ani) sub tensiuni cuprinse între 20–40 kV.

3. Pinet, R. Măsurile luate pentru evitarea amorsării arcului datorită poluării izolatoarelor asupra instalaţiilor pentru transportul energiei (Mesures prises pour éviter les amorçages dus à la pollution des isolateurs sur les ouvrages de transport d'énergie).

În unele regiuni de poluare frecventă şi continuă a izolatoarelor se poate ajunge la amorsări repetate ale arcului electric şi deci se provoacă pagube asupra instalaţiilor de transport al energiei. Pentru evitarea acestor neajunsuri se recomandă mărirea liniei de fugă a izolatoarelor sau găsirea unei poziţii care să permită curăţarea naturală a lor. Se propun diverse metode pentru curăţarea izolatoarelor sub tensiune.

În cel de-al patrulea material se face o sinteză a discuţiilor purtate de diverşi specialişti în cadrul unor conferinţe organizate pe tema funcţionării izolatoarelor în condiţii de poluări frecvente. Se fac propuneri de metode pentru prevenirea poluării. Se descriu unele experienţe efectuate pe instalaţii electrice sub tensiune şi se fac recomandări utile din punct de vedere practic.

A. C.

CZ 621.316.5 *Întreruptoare*

CZ 621.316.53: 621.316.933.8: 624.001

G e r b a c h, F. şi M a e c k, F. **Experienţe cu disjunctoare de mare sensibilitate la declanşarea pentru curenţi de scurgere** (Erfahrungen mit Fehlerstrom-Schutzschaltern mit hoher Auslösestrom Empfindlichkeit). In: ETZ-B, nr. 1, ianuarie 1967, p. 14–16, 3 grafice.

Scopul autorilor a fost să reducă numărul accidentelor mortale pe şantiere şi în ateliere, datorite tensiunilor introduse în conductoarele de protecţie. Un grafic arată posibilităţile de accidente la joasă tensiune, cum şi numărul lor absolut în două provincii ale R.F.G. Un alt grafic prezintă, pentru aceleaşi provincii, pe o perioadă de 10 ani, accidentele mortale la joasă tensiune datorite atingerii pieselor de maşini, care în mod normal nu se găsesc sub tensiune. Se desprind două recomandări importante:

1) evitarea conductelor de proiecţie în limitele permise de tehnică şi de economie;

2) racorduri fixe, pe cît posibil.

Un alt grafic arată diferenţa accidentelor mortale dintre şantiere (care au şi conductoare de protecţie şi consumatori mobili) şi alte industrii.

Pentru evitarea acestor accidente s-a recurs la realizarea unui disjunctor pentru un curent de 16 A şi un curent de declanşare de 15 mA. Disjunctorul a fost experimentat pe un şantier de construcţii timp de 10 luni, satisfăcînd complet chiar la proba la care a fost supus după acest interval.

Chestiunea utilizării acestor noi disjunctoare este încă în discuţie, deoarece, pe de o parte, sînt cunoscute cazuri în care ele au declanşat la 1 A, iar pe de altă parte, se comunică, din Franţa, că pe anumite şantiere înzestrate cu astfel de disjunctoare electricienii lucrează sub tensiune, bazîndu-se doar pe protecţia acestor disjunctoare. În concluzie, autorii recomandă să se menţină protecţiile clasice şi să se înzestreze cu noile disjunctoare doar circuitele la lămpi, maşini portative, betoniere ş.a.

Gh. C.

CZ 621.317 *Măsurări electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.39: 681.121.89

B e r n a r d, H. **Măsurătoarea magnetoinductivă a fluxului** (Die magnetisch-induktive Durchflussmessung). In: ETZ-B, nr. 1, ianuarie 1967, p. 7–11, 3 graf., 2 fig.

Debitmetrul magnetoinductiv este utilizat atunci cînd celelalte debitmetre nu mai satisfac, mai ales în cazul lichidelor îngroşate de impurităţi (cum ar fi apele reziduale ale industriilor) şi al anumitor lichide din industria celulozei şi a hîrtiei. Imediat după apariţia legii de inducţie a lui Faraday au apărut sugestii de măsurare a debitului folosind această lege însă, practic, principiul a fost aplicat abia prin 1950. Din formula legii lui Faraday ($U = D.v.B.$) se deduce, de către V. Cushing, formula tensiunii de măsurare induse, în care apar două mărimi complexe: C şi Z, care variază cu conductibilitatea şi cu constanta dielectrică a obiectului de măsurat. Un grafic prezintă mărimea şi faza factorului Z.

În principiu, un astfel de debitmetru se compune din: traductorul primar cu bobinele pentru producerea cîmpului, cei doi electrozi ai tensiunii induse şi un amplificator. Sînt descrişi apoi din punct de vedere constructiv, cu observaţii privind funcţionarea, traductorul, electrozii, bobinele şi amplificatorul. Diametrul tubului prin care curge lichidul — obiectul măsurătorii — poate varia între 2 şi 2 000 mm. Este important ca distanţa dintre electrozi să fie egală cu diametrul tubului. Aparatul este astfel construit încît, indiferent de diametrul tubului, unei viteze de 1 m/s îi corespunde o tensiune de 1 mV, inducţiile fiind în raport invers cu acest diametru. Cîteva observaţii tratează tensiunile auxiliare care se pot ivi şi apoi condiţiile care trebuie îndeplinite de amplificatoare. Sînt de preferat amplificatoarele de „compensaţie" descrise în funcţionarea lor pe baza unei scheme.

În încheiere se tratează erorile care ar putea proveni la măsurători (trecerea lichidelor prin ventile sau curbe, incluziunile de nisip, cărbune, bule de aer etc.), precum şi mijloacele de a le evita.

Gh. C

CZ 621.317.725.083.92 : 681.327.1

Vauchy, I. M. **Voltmetru numeric la maximum** (Voltmètre numérique à maximum). In: Rev. Gén. Élect., tom. **76**. nr. 1, ian 1967, p. 81—84.

Se descrie un nou tip de voltmetru numeric capabil să măsoare rapid un mare număr de niveluri de tensiune, care se ridică la cîteva milioane de volţi.

Voltmetrul se compune din două aparate electrice independente, şi anume un transformator de măsură a tensiunii codificat şi dintr-un dispozitiv cu memorie, care înregistrează niveluri de tensiune măsurate.

Se descrie fiecare element al aparatului şi se dau principalele caracteristici ale elementelor din schema de bază.

Folosindu-se schema sinoptică a lanţului de măsurători, se trasează variaţia tensiunii măsurate în funcţie de timp. Se indică schema de principiu a circuitului de măsură şi se arată modul de reglare a aparatului. Totodată se prezintă schema sinoptică a voltmetrului numeric şi diagrama secvenţelor de măsură. Aparatul construit permite înregistrarea unui număr mare de valori ale tensiunii de pe linii, mai ales în momentul străpungerii izolatoarelor sau în diverse alte situaţii care apar la exploatarea aparatelor de măsură şi control puse permanent sub tensiune.

A. C.

CZ 621.317.733

Sörensen, C. şi Bienecke, O. **Un nou oscilograf de mare putere cu raze de lumină** (Ein neuer Hochleistungs-Lichtstrahl-Oszillograf). În ETZ—B, nr. 1, ianuarie 1967, p. 12—13, 3 fig., 1 secţiune.

Este descris ultimul model „Oszillomat U" al firmei Siemens. Prezintă cîteva caracteristici constructive, cum ar fi acţionarea reglabilă a oglinzii poligonale etc. Datorită lămpii cu vapori de mercur şi obiectivului s-au putut realiza viteze foarte mari de înregistrare, putîndu-se utiliza, pe lîngă hîrtia obişnuită şi alte hîrtii speciale. Oscilograful poate înregistra, la viteze ale hîrtiei de 10—15 m/s, frecvenţe de 15 Hz pe 18 canale de măsurătoare cu lungimi pînă la 2 m. Într-o secţiune se arată mersul razelor unei bobine de vibrator şi celelalte amănunte constructive.

Pentru anumite viteze este suficientă şi lampa incandescentă cu cuarţ-iod, cu care, pe hîrtie ultrasensibilă de AgBr, se obţin viteze de înregistrare pînă la 1 000 m/s, pe cînd cu lampa de vapori de mercur această viteză este de 5—10 ori mai mare. Cilindrii pentru antrenat hîrtia sînt rotiţi, la rîndul lor, de un nou sistem de curent continuu, a cărui tensiune — şi împreună cu ea viteza hîrtiei — poate fi reglată în proporţie de 1—4.

În combinaţie cu două cuplaje magnetice se obţine un dispozitiv, care permite un reglaj al vitezei hîrtiei de 1 : 4 000, realizabil prin butoane de comandă. Articolul se încheie cu explicaţii privind citirea (valorificarea) înregistrărilor concomitente ale mai multor valori.

Gh. C.

CZ 621.218 *Magnetism*

CZ 621.318.38 : 621.689 : 621.746.22

Georg Domres, H. **Transportul metalelor topite în stare lichidă cu ajutorul pompelor electromagnetice** (Förderung schmelzflüssiger Metalle mit elektromagnetischen Pumpen). In: ETZ-B, nr. 26, dec 1966, p. 989—991, 3 fig., 1 schemă.

Articolul descrie execuţia pompelor electromagnetice servind la transportarea metalelor fluide. După o scurtă introducere conţinînd vechile mijloace de transport (scurgerea datorită gravităţii etc.), autorul arată că în turnătorii nu s-ar putea utiliza pompele obişnuite pentru lichide deoarece materialul acestora (oţelul) ar fi atacat de metalele topite (aluminiu, zinc etc.). Metalele cu punct de topire ridicat se transportă fie cu dispozitive pneumatice, fie cu pompe electromagnetice. Acestea au avantajul că nu au piese rotative care ar fi supuse uzurii. Procesul transportului se produce printr-o forţă electrodinamică în direcţia în care se transportă metalul topit.

Există pompe de conducţie şi de inducţie. La prima categorie, curentul electric este introdus prin intermediul unor contacte, iar la a doua categorie curentul este produs prin inducţie în materialul topit. Este descrisă apoi în două variante (c.c. şi c.a.) pompa de conducţie cu ajutorul a două schiţe principale. Este explicat apoi principiul de funcţionare a pompei de inducţie în cazul curentului monofazic şi al celui trifazic. În cazul al doilea (curent trifazic), pompa funcţionează ca un motor asincron, unde tubul cu metal topit joacă rolul rotorului în scurtcircuit. Pe parcurs, metalul topit îşi recapătă căldura pierdută printr-o flacără de gaz. Un avantaj important al acestor pompe faţă de cele de conducţie îl constituie lipsa contactelor cu mediul topit, deoarece curentul în acest mediu este produs prin inducţie. Spre orientare este indicat că la o pompă de inducţie, care transportă metalul topit pe o distanţă de 3 — 5 m la o diferenţă de nivel de 0,5 — 1 m, puterea este de circa 10 kW şi este în funcţie de metalul transportat, de sistemul de construcţie etc.

Se arată la sfîrşit unde una sau alta din pompele descrise prezintă avantaje.

Gh. C.

621.35 *Acţionări electrice*

CZ 621.34 : 621.9.52 : 681.327

Rabian, L. **Fotomat — un sistem de comandă numerică a maşinilor-unelte de precizie** (Fotomat — ein numerisches Steuerungssystem für Präzision-Werkzeugmaschinen). In: Maschinenwelt — Elektrotechnik, nr. 12, 1966, p. 463—467, 15 fig.

Se prezintă un sistem fotoelectronic de comandă numerică a maşinilor-unelte de mare precizie, patentat de către firma „Oerlikon". În vederea asigurării unei precizii ridicate de prelucrare de ± 5 s-a ales ca sistem de referinţă pentru măsurarea deplasărilor o riglă gradată prin metode optice, pe care se deplasează un cap cititor electronic, care transformă gradaţiile luminoase ale scării în impulsuri electrice codificate. Este descris principiul de funcţionare şi se prezintă schema-bloc a sistemului. Este prezentată construcţia capului de citire electronic pentru măsurarea deplasărilor rectilinii şi de rotaţii. Prin soluţiile alese în proiectarea acestui sistem s-a obţinut un număr minim necesar de elemente componente. Prin întrebuinţarea conjugată a metodelor de măsură optice cu sistemele de comandă electronice s-au înlăturat atît erorile provenite din cauza vibraţiei maşinii-unelte, oscilaţiilor de tensiune, variaţiei temperaturii, murdăririi sistemelor optice, cît şi cele provocate de îmbătrînirea elementelor componente. În încheiere se prezintă avantajele acestui sistem: programare uşoară; exploatare comodă; siguranţă ridicată în funcţionare şi un cost relativ scăzut comparativ cu creşterea realizată a productivităţii maşinii-unelte.

N. C.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

CRONICĂ

Consfătuire despre „Producția de materiale electrotehnice și electronice cu proprietăți superioare"

În ziua de 27 martie 1967, Secția electrotehnică a Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor, împreună cu Biroul Executiv al Comitetului Uniunii Sindicatelor din întreprinderile industriei metalurgice și construcțiilor de mașini, a organizat la Institutul de cercetări și proiectări electrotehnice o consfătuire cu tema: „Producția de materiale electrotehnice și electronice cu proprietăți superioare", la care au participat circa 50 ingineri și tehnicieni din 13 întreprinderi și instituții din ramura electrotehnică din țară: constructori și tehnologi șefi din principalele uzine, specialiști din partea institutelor de proiectări și cercetări și responsabili ai comisiilor inginerilor și tehnicienilor.

În cadrul întîlnirii au fost prezentate două referate:

— Probleme privind producția de materiale electrotehnice și electronice cu proprietăți superioare, de conf. ing. F. D. Lăzăroiu — directorul Institutului de cercetări și proiectări electrotehnice și vicepreședinte al Secției electrotehnice C.N.I.T. și

— Activitatea comisiilor inginerilor și tehnicienilor în sprijinul producției de materiale electrotehnice și electronice cu proprietăți superioare.

În referatul susținut de conf. ing. F. D. Lăzăroiu s-au prezentat tendințele actuale ale fabricației și utilizării materialelor electroizolante organice și anorganice, materialelor magnetice, cum și unele probleme privind materialele și dispozitivele semiconductoare.

La discuții au luat cuvîntul 16 tovarăși care au arătat diversele aspecte ale producției de materiale electrotehnice din uzinele și institutele lor și au făcut propuneri valoroase referitoare la măsurile ce trebuie luate pentru îmbunătățirea performanțelor materialelor electrotehnice și electronice.

Totodată s-a cerut comisiilor inginerilor și tehnicienilor și Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor — Secția electrotehnică — să-și sporească aportul în acțiunea de mobilizare a cadrelor tehnice pentru popularizarea noilor produse electrotehnice, pentru respectarea disciplinii tehnologice, pentru urmărirea comportării în exploatare a acestora.

Din referatele prezentate și din discuțiile purtate au reieșit următoarele probleme mai importante:

— includerea în planul de cercetări a temei privind realizarea în țară a materialelor stratificate cu crestături, cu caracteristici superioare;

— organizarea unor stații pilot în scopul îmbunătățirii calității materialelor electrotehnice;

— elaborarea de cataloage și mostre privind materialele electroizolante, în care să fie incluse și date cu privire la durata de viață, pe baza datelor statistice;

— îmbunătățirea calității bachelitei elaborată de fabricile de materiale plastice de la Făgăraș și Iași, necesară tropicalizării produselor destinate exportului;

— asimilarea și fabricarea în țară a aparaturii de măsură și control electrică și mecanică pentru dotarea întreprinderilor care produc materiale electroizolante;

— necesitatea organizării unei consfătuiri pe țară în care să se dezbată problema restrîngerii sortimentului de materiale electroizolante și adoptarea unor sisteme de izolație de bază din care să rezulte întreaga varietate care apare în licențele cumpărate;

— extinderea schimburilor de experiență între institute și laboratoarele uzinale;

— organizarea unor consfătuiri în colaborare cu alte secții ale C.N.I.T., pe probleme concrete: hîrtie, uleiuri, rășini, bachelită etc;

— organizarea de cursuri, colocvii, seminarii de cîte 7—10 zile pentru specializarea cadrelor, pe categorii de materiale;

— organizarea de cursuri postuniversitare în domeniul materialelor electrotehnice;

— organizarea de cursuri pentru învățarea limbilor străine în scopul creșterii eficienței materialelor documentare din țară și străine;

— revista electrotehnica să dea mai mare atenție popularizării tehnologiilor de impregnare și a caracteristicilor materialelor noi;

— să se prevadă teme de doctorat și din domeniul materialelor izolante.

La sfîrșitul consfătuirii s-a înmînat responsabililor comisiilor inginerilor și tehnicienilor un plan-cadru de măsuri, din care fiecare comisie a inginerilor și tehnicienilor va extrage problemele specifice întreprinderii sau institutului respectiv, în vederea mobilizării cadrelor tehnice pentru găsirea celor mai corespunzătoare soluții de rezolvare.

P. Filimon

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu; ing. Șt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Răduleț; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, str. Orlando nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon: redactor șef 14.63.86; secretar general de redacție 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu nr. 23—25, c. 5469.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1983

SOMMAIRE

CD 537.222.1 : 517.948.32 :.621.3.011.5

Linkovski, J. : **La solution des problèmes d'électrostatique par la méthode des équations intégrales de premier degré.**

Electrotehnica **15**, no. 7, juillet 1967, p. 233–235

On présente une méthode d'approximation qui permet de résoudre avec une bonne exactitude, les problèmes de la répartition de la charge électrique sur les conducteurs, lorsqu'on connaît la charge totale ou le potentiel du conducteur. Cette méthode présente l'avantage de pouvoir être appliquée aux conducteurs de presque toutes les formes. À cet effet on utilise la méthode des équations intégrales de premier degré.

CD 621.314.27 : 621.314.632

Şofan, E. : **Prémisses techniques concernant la réalisation des convertisseurs de fréquence à thyristors pour les applications CIF.**

Electrotehnica **15**, no. 7, juillet 1967, p. 235–242

On justifie l'opportunité de la variation, selon le cas, d'une manière continue et sous charge, de la tension ainsi que de la fréquence de sortie des convertisseurs de fréquence pour l'échauffement par induction des métaux et des alliages, condition qui est satisfaite par les convertisseurs de fréquence à thyristors. On examine, de même, le choix de la variante de convertisseur qui convient le mieux pour la phase initiale d'assimilation de cet outillage. Dans ce but, on fait aussi une analyse comparative entre les performances possibles de deux variantes fondamentales, qui diffèrent par la façon de varier la tension à une fréquence donnée : 1) durée constante de l'impulsion et amplitude variable ; 2) amplitude constante de l'impulsion et durée variable.

Dans cet article on recommande la première variante comme la plus indiquée.

CD 621.313.047.4.001.5

Neuberger, J. : **Quelques aspects concernant l'étude microscopique de la structure des balais pour machines électriques.**

Electrotehnica **15**, no. 7, juillet 1967, p. 243–253

On a effectué une étude systèmatique de la microstructure d'un grand nombre de balais électriques de fabrication étrangère et roumaine. On a cherché à identifier les principaux éléments du matériau et à évaluer leur proportion relative, à observer la granulation des éléments, la porosité et l'anisotropie structurelle des balais et l'on a déterminé la microdureté des différents éléments.

On décrit la technique expérimentale. On présente quelques considérations concernant l'influence des divers facteurs structurels sur les caractéristiques techniques des balais. Basé sur l'étude microscopique effectuée, on propose une classification des marques de balais selon les critères structurels et on compare cette classification à d'autres classifications proposées dans la littérature de spécialité.

DISCUSSION

Electrotehnica **15**, no. 7, juillet 1967, p. 254–256

CD 621.317.431/3 : 621.317.733.025.1

Szabo, W. : **La détermination des pertes magnétiques par la méthode du pont en courant alternatif.**

Electrotehnica **15**, no. 7, juillet 1967, p. 256–263

On présente la méthode du pont en courant alternatif pour les mesurages magnétiques ainsi que l'état actual des recherches dans ce domaine. On étudie ensuite quelques aspects théoriques concernant l'utilisation des ponts électriques pour les mesurages lors des grandes inductions et la précision de ces derniers.

L'article contient une annexe ou l'on présente les expressions des pertes magnétiques dans les tôles, à une magnétisation en champ alternatif.

CD 681.323.055/57

Rothman, L. : **Le calculateur matriciel.**

Electrotehnica **15**, no. 7, juillet 1967, p. 264–271

Le calculateur matriciel est un dispositif de calcul du type analytique pour la solution de tous les problèmes formulés par matrice. On montre le principe et ses applications.

CONTENTS

DC 537.222.1 :517.948.32, :621,3.011.5

Linkovski, J. : **The solution of electrostatical problems by the method of the integral equations of first order.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, july 1967, p. 233–235

The author presents an approximation method allowing to solve with a good accuracy the problem of the distribution of the electric load by conductors, when the total load or the potential of the conductor are known. The method presents the advantage of being applicable to conductors of almost whatever kind.

The method of the integral equations of first order is used to that end.

DC 621.314.27 : 621.314.632

Şofan, E. : **Technical premisess for the production of the frequency converters with tiristors for CIF applications.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, july 1967, p. 235–242

The necessity is stressed of varying, as desired, continuously and under the load both the voltage and outlet frequency of frequency converters for the induction heating of metals and alloys, a condition which is met by the frequency converters with tiristors.

The choice is also examined of the most suitable converter variant for the initial stage of the assimilation of this equipment. For this purpose, a comparative analysis is made between the possible performances of two basic variants differring by the way the voltage varies with the given frequency, namely (1) at constant duration of impulse and variable amplitude, and (2) at constant amplitude of the impulse and variable duration. The first variant is considered more suitable.

DC 621.313.047.4. 001.5

Neuberger, J. : **Some aspects concerning the microscopic study of the structure of electric machine brushes.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, july 1967, p. 243–253

A systematic study of the microstructure of a great number of electric brushes manufactured in Romania and other countries has been carried out. The aims followed were to identify the main constituents of the material, to estimate their relative proportion, to observe the granulation of the components, the porosity and the eventual structural anisothropy of the brushes.

Some microdurity determinations of the different components were also performed. The experimental technique is described. Some considerations concerning the influence of different structural factors on the technical characteristics of brushes are also described. On the basis of the microscopic study carried out a classification of the brusch marks according to structural criteria is suggested and this classification is compared with other classifications suggested by the relevant literature.

DISCUSSION

Electrotehnica **15**, nr. 7, july 1967, p. 254–256

DC 621.317.431/2 : 621.317.733.025.1

Szabo, W. : **Determining the magnetic losses by the alternating-current bridge method.**

Electrotehnica **15**, nr. 7, july 1967, p. 256–263

The method of the alternating-current bridge for magnetic measurements and the present stage of researches in this field are described. Some theoretical aspects concerning the utilization of bridges for high-induction measurements and their accuracy are then studied. The expressions of the magnetic losses in transformer sheets for an alternating-field magnetisation are also presented.

DC. 681.323.055/57

Rothman, A. : **The matrix computer**

Electrotehnica **15**, nr. 7, july 1967, p. 264–271

The matrix computer is a calculus device of the analytical type for solving all the problems formulated by the matrices. The working principle and its applications are pointed out.

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621. 3 ELECTROTEHNICA GENERALĂ

CZ. 621.3.015.52.00.5

Obenhaus, F. şi *Böhme, H.* **Incercări de laborator şi pe reţea cu izolatoare umbrele contaminate şi reprezentarea modulară a conturnării.** În Elektrie **20**, nr. 11, 1966, p. 417—422, 11 fig., 25 ref. bibl.

CZ 621.3.042.12

Draeger, J. **Asupra calculului freceenţelor proprii miezurilor de transformatoare.** În Conti Elektro-Ber. **12**, nr. 3, 1966, p. 156—164, 12 fig., 2 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.313. MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.001.1.

Macioschek, G. **Maşini asincrone de putere mare cu zgomot redus şi vibraţie redusă.** În : Elektrie **20**, nr. 12 1966, p. 464—465, 3 fig.

CZ 621.313.001.6

Haier, U. **Dezvoltarea pe o perioadă mai îndelungată a maşinilor electrice.** In : Siemens-Z **40**, nr. 9, 1966, p. 645—651, 5 fig., 2 tab.

CZ 621.313.325.013.6

Gärtenr, R. şi *Zander, H.* **Determinarea tensiunii de excitare de vîrf a unei maşini sincrone furnizînd o putere reactivă tranzitorie.** În : Elektrotech. Z (ETZ-A), **87**, nr. 15, 22 iul 1966, p. 551—555, 6 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.21.045.15 : 621.314.212.002.2.

Gadek, K. **Infăşurarea transformatoarelor de putere mare şi înaltă tensiune.** În : Conti Elektro-Ber. **12**, nr. 3, 1966, p. 146—156, 17 fig.

CZ 621.314.630.6

Uhlenhut, G. **Circuite de pod reglate pe jumătate cu tiristoare** În : Elektrie **20**, nr. 11, 1966, p. 435—439, 11 fig. 1 tab. 5 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE, DESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECTIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR.

CZ 621.316.1.027.2.064.1

Nemecek, L. şi *Winkler, G.* **Determinarea unor factori care afectează curentul scurtcircuitului în sisteme cu tensiune joasă.** În : Elektrie **20**, nr. 11, 1966, p. 428—432, 7 fig. 1 tab., 1 ref. bibl.

CZ 621.316.37.027.4.621.316.54.027.4 : 061.43 (43 — 227),,1966"

Floerk, H. şi *Wierny.* **Aparataj de joasă tensiune.** În : Elektrotech. Z (ETZ-B) **18**, nr. 13, 1 iul 1966, p. 482—491, 19 fig.

CZ 621.316.54 + 621.316.37.027.6.061.43 (43 — 227) ,,1966"

Fleck, B. şi *Horn, W.* **Aparataj de înaltă tensiune.** În Elektroteh. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 13, 1 iul 1966, p. 473—482, 17 fig.

CZ 621.316.54.001.4

Kaplan, V. V. şi alţii. **Despre încercările sintetice ale întreruptoarelor.** În : Elektrotehnica, **37**, nr. 6, iun 1966, p. 36—41, 7 fig. 3 ref. bibl.

CZ 621.316.57.001.4

* * * **Incercarea sintetică a întreruptoarelor.** În Electr. Rev., **178**, 24, iun 1966, 916—917, 3 fig.

CZ 621.316.9

Dittrich, G. **Protecţia secvenţială în instalaţiile de tensiune înaltă.** În : Elecktrie, **20** nr. 12, 1966, p. 451—453, 2 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.925.43 — 523.8 :621.335.2

Joachimsthaler, A. **Relee electronice de suprasarcină la bordul locomotivelor electrice.** În : Elektronik **15**, nr. 12, dec 1966, p. 371—374, 4 fig.

CZ 621.316.541

Schubert, J. **Conectorii — componenţi importanţi în aparatele electronice.** In : Elektronik **15**, nr. 9, sept 1966, p. 275—278, 19 fig.

CZ 621.316.7 :061.43(43 — 2.27),,1966"

Weidemann, H. **Tehnica reglării.** În : Eelektrotehn. Z(ETZB) **18**, nr. 14, 15 iul 1966, p. 530 — 535, 11 fig.

CZ 621.316.933.6 :536.6.001.4

Filimonov, V. A. **Regimurile termice ale descărcătoarelor cu redresoare.** În : Elektrotechnika **37**, nr. 6, iun 1966, p. 41—44, 6 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.333

Zaiţev, K.A. şi *Şarlat S. A.* **Inregistrarea automată a descărcărilor parţiale în izolaţia electrică.** În : Elektrotechnika **37**, nr. 6, iun 1966, p. 51—54, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.317.43

Ivanova, V. I. ş.a. **Metodă de separaţie automată a pierderilor în materialele magnetice.** În : Izv. VUZ Priborostroenie, **9**, nr. 2, 1966, p. 26—29, 2 fig.

CZ 621.317.7 : 061.43.(43 — 227) "1966"

Münch, G. şi *Sattelberg.* **Tehnica măsurării.** În : Elektrotech. Z (ETZ-B) **18**, nr. 14, 15 iul 1966, p. 521—530, 22 fig.

CZ 621.318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR, ELECTROMAGNEŢI. RELEE

CZ 621.318.12 :621.313.392

Dietrich, H. **Materiale magnetice permanente pentru motoare cu histerezis şi cuplaje histerezis.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 18, 2 sept, 1966, p. 65 — 673, 18 fig., 1 tab., 41 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.384 :621.3.042.2

Leistner, K. şi *Natzon, H.* **Măsurarea pierderilor în pachetele de tole electrice supuse la contractări tangenţiale mecanice,** În : Elektrotechn. Z (ETZ-A) **87**, nr. 19, 16 sept 1966, p. 701—706, 10 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.317.63 :621.314.21

Reichert, K. **Măsurarea dinamică a caracteristicilor magnetice ale transformatoarelor înalt saturate cu ajutorul condensatoarelor descărcate.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 16, 5 aug 1966, p. 585 — 592, 9 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.317.727.1 :621.317.726

Einenkel, H. şi *Heinz, W.* **Potenţiometri pentru punerea în evidenţă a tensiunii de impuls ridicate.** În : Elektrotechn.Z. (ETZ-A) **87**, nr. 22, 28 oct 1966, p. 789—792, 5 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.319 CONDENSATOARE

CZ 621.319.4 :061.43(43—2.27) „1966"

Raabe, H. **Condensatoare de putere.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 13, 1 iul 1966, p. 500—503, 6 fig.

CZ 621.319.4 :537.52

Belitz, H. J. şi *Kugler, E.* **Descărcarea unei baterii de condensatoare.** In : Elektrotechn. (ETZ-A) **87**, nr. 15, 22 iul 1966, p. 560 — 563, 5 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ.621.319.4 :621.317.39

Vincent, R. S. **Efectul umidităţii asupra condensatoarelor.** În : Elektron Components **12**, nr. 6, iun 1966, p. 577—580, 5 fig.

CZ 621.382.2 TRANSISTOARE

CZ 621.621.382.233

Lappe, R. **Tendinţele de dezvoltare ale tiristoarelor.** În : Elektrie **20**, nr. 3, martie 1966, p. 93—98, 14 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621.382.333.34.004

Weihl, I. **Tiristoarele, caracteristici şi funcţionare.** În : Elektronik **15**, nr. 13, martie 1966, p. 65 — 67, 6 fig.

CZ 621.382.333.34.064.2

Wilhelmy, J. H. **Tiristoare deconectabile. Avantajele şi limitele lor, exemple de montaj.** În : Elektronik **15**, nr. 3, martie 1966, p. 68 — 70, 6 fig.

CZ 621.376.3 :621.382.333.34

Eberle, H. K. **Discriminator de fază cu tiristoare.** În : Elektronik **15**, nr. 2, febr 1966, p. 47 — 48, 5 fig.

Schweisstechnik

Rauscherstrasse 23

1200 Viena II—AUSTRIA

Expoziţie tehnică de sudură

15—23 iulie 1967, Bucureşti

Pavilionul E al Complexului Central de Expoziţii din Piaţa Scînteii

In cadrul expoziţiei sînt prezentate utilaje şi aparate de sudură de înaltă tehnicitate. Pentru specialişti au loc prezentări de filme tehnice şi demonstraţii practice conform următorului program:

- *luni, 17 iulie 1967*, **orele 10: prezentare de filme tehnice şi discuţii pe tema „Suduri prin puncte".**
- *marţi, 18 iulie 1967*, **orele 10: prezentare de filme tehnice şi discuţii pe tema: „Suduri cu gaz de protecţie".**
- *miercuri, 19 iulie 1967*, **orele 10: conferinţă pe tema „Plasma"; orele 13: demonstraţii practice.**
- *joi, 20 iulie 1967*, **orele 10: prezentare de filme tehnice şi discuţii pe tema: „Sudură prin puncte în industria construcţiilor": orele 13: demonstraţii practice.**
- *vineri, 21 iulie 1967*, **orele 8 — 18: ziua demonstraţiilor practice.**

Vizitarea expoziţiei: zilnic între orele 8 şi 18

Specialiştii întreprinderii SCHWEISSTECHNIK stau la dispoziţia celor interesaţi cu material documentar şi informaţii detaliate.

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

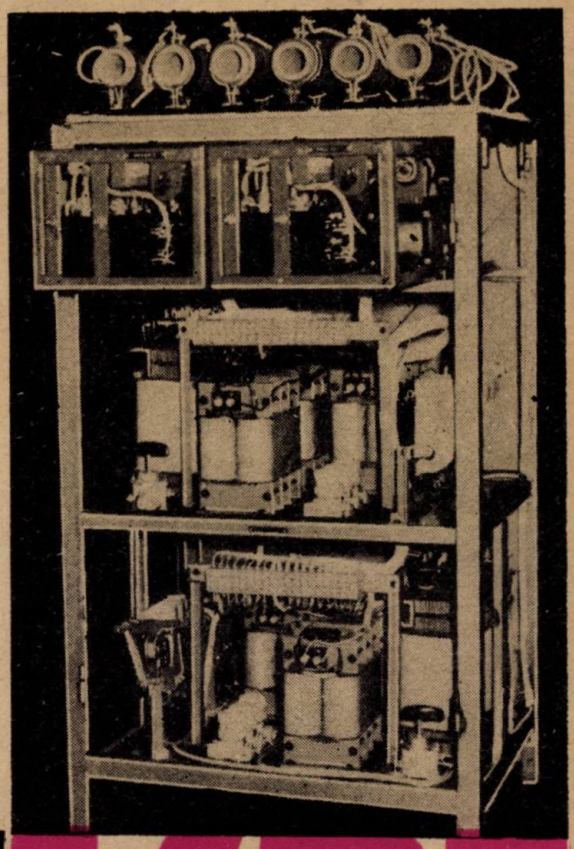
RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

1967 SZEP 3

MICM

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

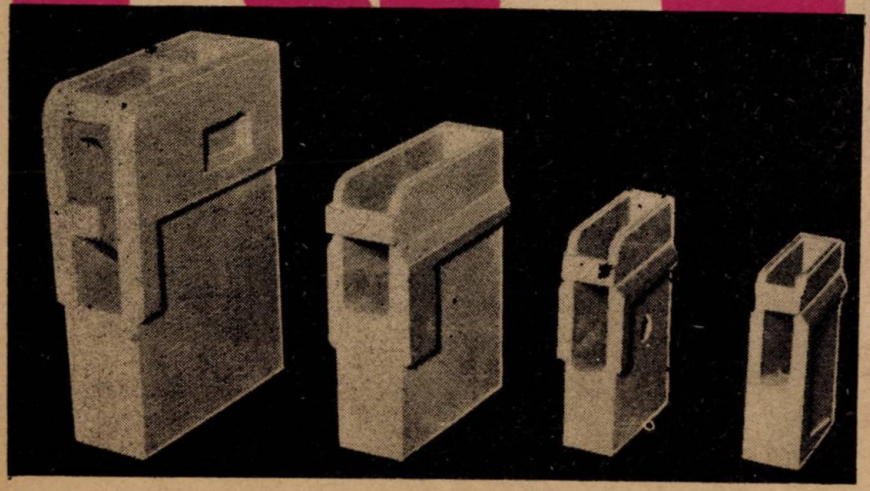


Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

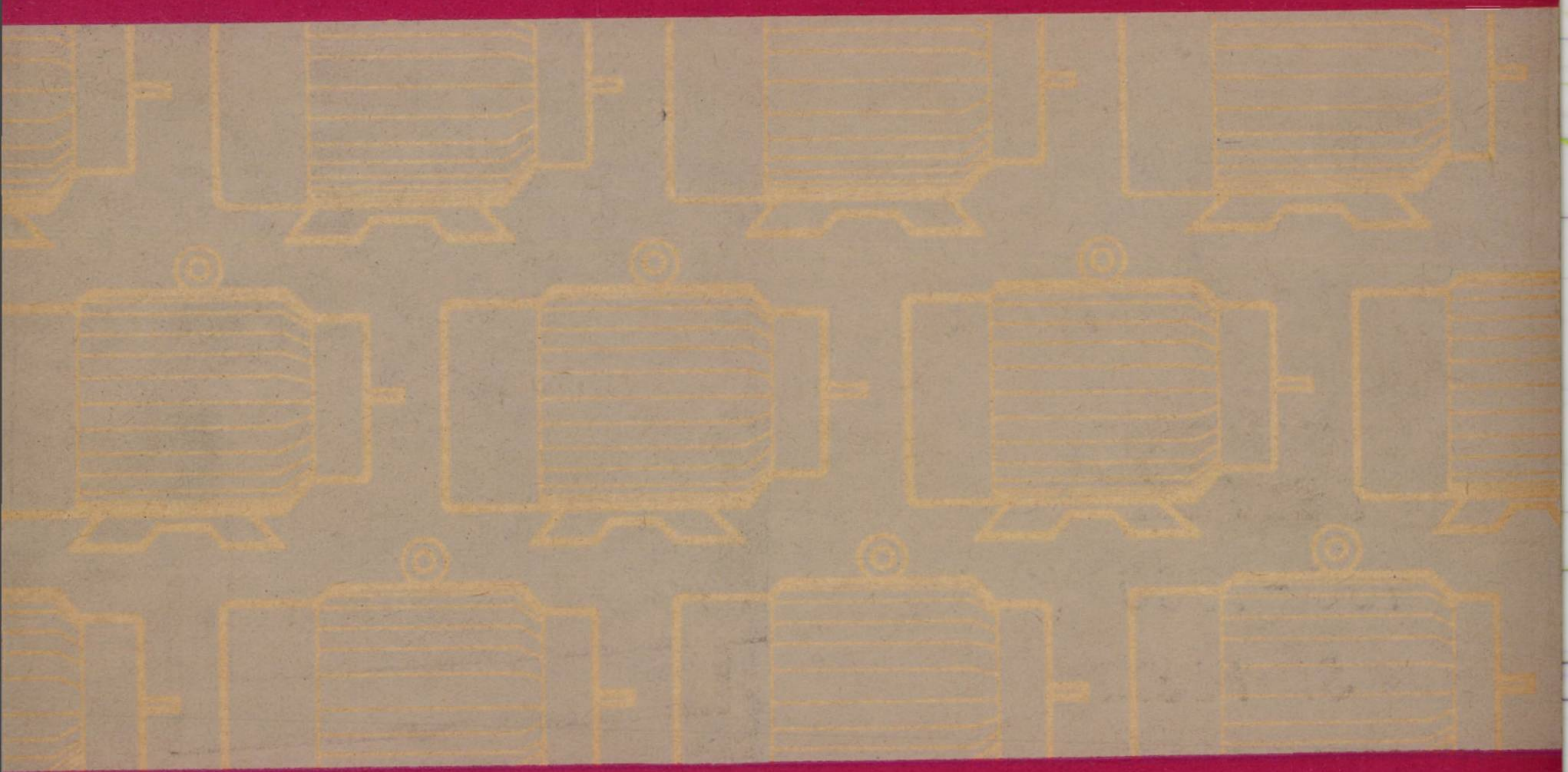
Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice,

E 2040

ELECTROTEHNICA

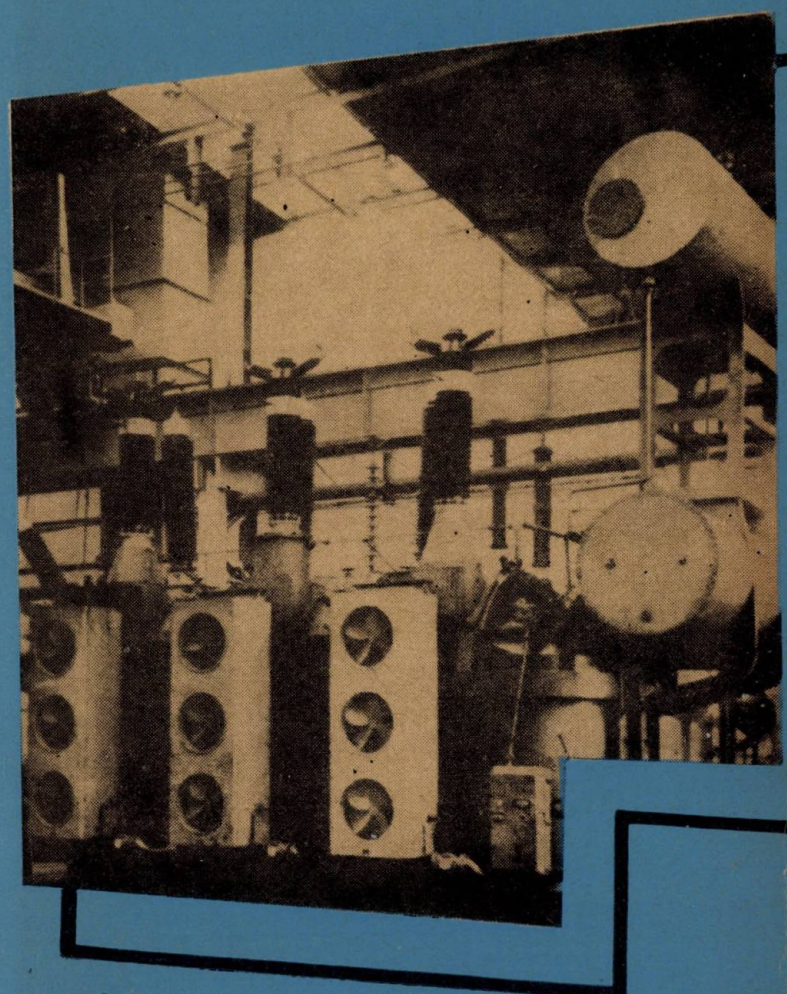


8

ELECTROTEHNICA ● BUCUREȘTI ● ANUL 15 ● Nr. 8 ● AUGUST 1967

uzinele ELECTROPUTERE craiova

FABRICĂ :



TRANSFORMATOARE
TRIFAZATE
DE PUTERE
100 - 1600 KVA
SI PESTE

CERETI DE LA UZINA CONSTRUCTOARE CATALOGUL NOU APARUT IN CARE SINT CUPRINSE TOATE TIPURILE FABRICATE

E 2040

ELECTROTEHNICA

Anul 15 Nr. 8, p. 277 — 316 august 1967

CUPRINS

CZ 621.318. 34.042.13 : 621.3.14.33 : 537.311.5

Cupşa, A. : **Studiul teoretic şi experimental al regimului tranzitoriu în circuite magnetice masive cu simetrie cilindrică.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 277—288

Se analizează comportarea în regim tranzitoriu, la deconectarea bruscă a bobinei de excitaţie, a unor circuite magnetice masive ecranate nestudiate în literatură. Studiul s-a efectuat adoptînd o serie de ipoteze simplificatoare legate, în special, de repartiţia spaţială a cîmpului magnetic, fapt care a condus la două variante de calcul. În acelaşi timp s-au luat în considerare fluxul remanent şi neliniaritatea ramurii descendente a ciclului de histerezis, obţinîndu-se încadrarea superioară şi inferioară a soluţiei reale.

Pentru verificarea ipotezelor simplificatoare adoptate şi a influenţei ecranului asupra fenomenelor tranzitorii s-a construit un model pe care s-a oscilografiat, în şase cazuri distincte, variaţia în timp a fluxului magnetic, care s-a comparat cu cea dedusă prin calcul. Se constată diferenţe de cel mult ±4%, iar variaţia în timp a fluxului magnetic — spre deosebire de cazul circuitelor neecranate — rămîne practic exponenţială.

CZ 621.313.323.013.82 : 621.3.016.35

Creţu, D. şi *Bărgăoanu,, M.* : **Studiul comportării dinamice a motoarelor sincrone funcţie de parametrii sistemului de reglaj al excitaţiei.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 289—295

După o succintă prezentare a problemei reglajului excitaţiei motoarelor sincrone cu sarcină puternic variabilă se studiază efectele reglajului excitaţiei cu comandă după abaterea unghiului intern $\Delta\theta$, după alunecare $s = \frac{1}{\omega_s}$. $D\theta$ şi acceleraţia $D\omega = D^2\theta$ asupra comportării dinamice şi statice a motorului sincron.

Se urmăreşte, de asemenea, influenţa constantelor de timp şi a coeficienţilor reglajului.

CZ 621.317.321.083.6 : 538.652

Wagner, E. şi *Constantin, Gh.* : **Determinarea raportului a două tensiuni continue folosind efectul magnetorezistiv la semiconductoare.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 295—297

Se demonstrează teoretic posibilitatea realizării unui circuit analogic de împărţire folosind plăcuţe cu efect magnetorezistiv. Se face analiza factorilor care determină liniaritatea, erorile etc. Se dau şi rezultate experimentale.

CZ 621.327.42.026.4 : 535.241.41

Puşcaşu, S. : **Consideraţii asupra măririi eficacităţii luminoase a tuburilor fluorescente în cazul alimentării cu tensiuni cu frecvenţă ridicată.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 298—301

În lucrare se prezintă avantajele alimentării tuburilor fluorescente cu tensiuni de frecvenţă ridicată, se explică fenomenul fizic al creşterii eficacităţii luminoase în cazul acestui mod de alimentare şi se prezintă unele încercări experimentale, trăgîndu-se concluziile respective.

DIN ACTIVITATEA DE CERCETARE

CZ 621.382.2.014.13 : 621.317.39

Poenaru, D. : **Impulsuri electrice date de detectoare de radiaţii cu dispozitive semiconductoare de formă cilindrică.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 301—306

Se calculează forma impulsului de curent şi sarcină electrică obţinut prin colectarea unei singure perechi electron-gol create prin ionizare în volumul sensibil al unui detector Ge (Li) de formă coaxială care funcţionează răcit la temperatura azotului lichid.

RECENZII 306—307
REFERATE 307—313
CRONICĂ 313—315
SCURTE ŞTIRI 316

Abonați-vă
la
reviștele:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICĂ

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.318.38.042.13 : 621.3.14.33 : 537.311.5

Купша, А.: **Термическое и экспериментальное изучение транзисторного режима в массивных магнитных цепях с цилиндрической симметрией.**

Electrotehnica 15, № 8, август 1967, стр. 277–288

Анализируется поведение в транзисторном режиме, при быстром выключении возбуждающей катушки, некоторых массивных магнитных экранированных цепей, неизученных в литературе. Исследование проводилось, применяя ряд упрощенных гипотез, связанных, главным образом, с пространственным распределением магнитного доля, что привело к двум вариантам расчета. В то же время были приняты во внимание остаточный поток и нелинейность нисходящей ветви цикла гистерезиса, получив верхнее и нижнее выключение фактического решения.

Для проверки принятых упрощенных гипотез и влияния экрана на транзисторные явления была построена модель, на которой была изображена осциллограммой, в различных шести случаях, вариация во времени магнитного потока, сравнивая ее с результатом, полученным путем расчета. Была установлена разница не более ±4 %, а вариация во времени магнитного потока — отличие от неэкранированных потоков — остается практически экспоненциальной.

ДК 621.313.323.013.82 : 621.3.016.35

Крецу, Д. и *Бэрэоану, М.:* **Изучение динамического поведения синхронных двигателей, функция параметров регулирующей системы возбуждения.**

Electrotehnica 15, № 8, август 1967, стр. 289–295

После краткого изложения проблемы регулировки возбуждения синхронных двигателей с сильно переменным зарядом, изучаются эффекты регулировки возбуждения управлением по отклонению внутренего угла $\Delta\theta$, по скольжению $s=\frac{1}{\omega_s}D\theta$ и ускорению $D\omega=D^2\theta$ на динамическое и статическое поведение синхронного двигателя.

Изучалось также влияние постоянных времени и коэффициентов регулировки.

ДК 621.317.321.083.6 : 538.652

Вагнер, Е. и *Константин, Г.:* **Определение соотношения двух постоянных напряжений, применяя эффект магнитного удельного сопротивления при полупроводниках.**

Electrotehnica 15, № 8, август 1967, стр. 295–297

Показана, теоретически, возможность осуществления аналогичной цепи разделения, применяя пластины с магнитным удельным сопротивлением. Проводится анализ факторов, определяющих линейность, ошибки и пр. Даются также экспериментальные результаты.

ДК 621.327.42.026.4 : 535.241.41

Пушкашу, С.: **К вопросу об увеличении световой эффективности флуоресцентных ламп в случае питания повышенным напряжением.**

Electrotehnica 15, № 8, август 1967, стр. 298–301

В работе излагаются преимущества питания флуоресцентных ламп повышенным напряжением, объясняется физическое явление увеличения световой эффективности в случае этого способа питания, приводятся некоторые экспериментальные опыты и делаются соответствующие выводы.

ИЗ ИСССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

ДК 621.382.2.014.13 : 621.317.39

Поенару, Д.: **Электрические импульсы, данные детекторами излучения с полупроводниковыми устройствами цилиндрической формы.**

Electrotehnica 15, № 8, август 1967, стр. 301–306

РЕЦЕНЗИИ 306–307
ДОКЛАДЫ 307–313
ХРОНИКА 313–315
КРАТКИЕ ИЗЛОЖЕНИЯ 316

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.318.34.042.13 : 621.3.14.33 : 537.311.5

Cupşa, A.: **Das theoretische und das Versuchsstudium des Uebergangszustandes bei massiven magnetischen Kreisen mit zylindrischer Symmetrie.**

Electrotehnica **15**, H. 8, August 1967, S. 277–288

Untersucht wird das Verhalten im Uebergangszustand und plötzlichem Ausschalten der Erregerspule bei massiven, abgeschirmten Magnetkreisen, welche bisher noch nicht in der Literatur behandelt wurden. Die Untersuchung geschah unter Annahme einer Reihe von vereinfachenden Hypothesen — vor allem im Bezug auf die räumliche Verteilung des Magnetfeldes — was zu zwei Berechnungsmethoden führte. Zugleich, wurden der Remanenzfluss und der nichtlineare absteigende Zweig des Hysteresiszyklus in Betracht gezogen und dadurch den oberen und den unteren Grenzwert der wirklichen Lösung gefunden.

Zur Nachprüfung der angenommenen vereinfachenden Hypothesen und des Abschirmeinflusses auf die Uebergangsvorgänge, wurde ein Modell entwickelt und damid, im sechs verschiedenen Fällen, die zeitliche Aenderung des magnetischen Flusses oszilografiert. Diese wurde dann mit ihrem berechneten Wert verglichen. Es ergaben sich Differenzen von höchstens $\pm 4\,\%$, wobei die Zeitliche Aenderung des Magnetflusses — zum Unterschied von den nichtabgeschirmten Kreisen — praktisch exponentiell bleibt.

DK 621.313.323.013.82 : 621.3.016.35

Creţu, D. und *Bărgăoanu, M.*: **Die Untersuchung des dynamischen Verhaltens von Synchronmotoren in Anhängigkeit von den Parametern des Erregungsregelsystems.**

Electrotehnica **15**, H.8, August 1967, S. 289–295

Nach einer kurzen Darstellung des Problems bzgl. Regelung der Erregung bei Synchronmotoren mit stark wechselnder Last, werden die Folgen der gesteuerten Erregerregelung nach Abweichung des inneren Winkels $\Delta\theta$, beim Schlupf $s = \frac{1}{\omega_s} D\theta$ und der Beschleunigung $D\omega = D^2\theta$ auf das dynamische und statische Verhalten des Synchronmotors untersucht.

Zugleich wird der Einfluss der Zeitkonstanten und der Regelungskoeffizient beobachtet.

DK 621.317.321.083.6 : 538.652

Wagner, E. und *Constantin, Gh.*: **Bestimmung des Verhältnisses zweier Gleichstromspannungen durch Anwendung des feldabhängigen Einflusses bei Halbleitern.**

Electrotehnica **15**, H.8, August 1967, S. 295–297

Es wird theoretisch die Möglichkeit der Bildung eines analogischen elektrischen Teilungskreises durch Verwendung von Plättchen mit feldabhängigem Effekt. Man untersucht die Faktoren, welche die Linearität der Fehler bestimmen u.s.w. Es werden auch Versuchsresultate angegeben.

DK 621.327.42.026.4 : 535.241.41

Puşcaşu, S. **Betrachtungen bzgl. Erhöhung des Beleuchtungsgrades von Fluoreszenzröhren bei Speisung mit Spannungen erhöhter Frequenz.**

Electrotehnica **15**, H.8, August, 1967, S. 298–301

Gezeigt werden die Vorteile der Speisung von Fluoreszenzröhren mit Spannungen höherer Frequenz. Dann wird der physikalische Vorgang erklärt, auf Grund dessen die Beleuchtungsstärke in diesem Fall steigt. Zum Schluss werden einige diesbezügliche Versuche beschrieben und die Schlussfolgerungen daraus gezogen.

AUS DER FORSCHUNGSARBEIT

DK 621.382.2.014.13 : 621.317.39

Poenaru, D.: **Elektrische Impulse gegeben von Strahlungsdetektoren mit Halbleitervorrichtungen zylindrischer Form.**

Electrotehnica **15**, H.8, August 1967, S. 301–306

Berechnet wird die Form des Impulses, welcher durch die Sammeln eines einzigen Paares von Fehlerstellen (erlangt durch die Ionisierung im empfindlichen Volumen eines Detektors) zustande kommt.

Ge (Li) ist koaxialer Form und funktioniert bei der Temperatur des flüssigen Stickstoffes.

BUCHBESPRECHUNGEN 306–307
REFERATE 307–313
CHRONIK 313–315
KURZNACHRICHTEN 316

CONTENTS

DC 621.318.34.042.13 : 621.3.14.33 : 537.311.5

Cupșa, A. : **The theoretical and experimental study of the transitory regime in massive magnetic circuits with cylindrical simmetry.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 277–288

The behaviour in transitory regime to the sudder disconnection of the exciting coil of some massive magnetic screened circuits non studied in the literature has been analysed. The study has been carried out by adopting a series of simplifying hypotheses mainly connected with the spatial distribution of the magnetic field which led to two calculus variants. At the same time the remanent flux and the nonlinearity of the descending branch of the hysteresis cycle was taken into consideration thus obtaining the upper and lower framing of the real solution.

In order to check the simplifying hypotheses adopted and the influence of the screen on the transitory phenomena a model was built on which was oscillographed, in six distinct cases, the time variation of the magnetic flux which was compared with that deduced by calculus. Differences of at most $\pm 4\,\%$ have been noticed and the time variation of the magnetic flux, unlike the case of unscreened circuits, remains practically exponential.

DC 621.313.323.013.82 : 621.3.016.35

Creţu, D. and *Bărgăoanu, M.* : **The study of the dynamic behaviour of synchronous motors as a function of the parameters of the excitation regulating system.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 289–295

After briefly discussing the regulating of the excitation of synchronous motors with strongly variable load, the authors analyse the effects of the control excitation adjustment after the deviation of the internal angle $\Delta\theta$, the slip $s = \frac{1}{\omega_s} \cdot D\theta$ and the acceleration $D\omega = D^2\theta$ on the dynamic and static behaviour of synchronous motors.

The influence is also followed of the time constants and regulating coefficients.

DC 621.317.321.083.6 : 538.652

Wagner, E. and *Constantin, Gh.* : **The determination of the ratio of two direct voltages by using the magnetoresistive effect in semiconductors.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 295–297

The possibility of achieving an analogical division circuit by using plates with magnetoresistive effect is theoretically demonstrated. The analysis of the factors determining the linearity, the errors etc. is followed by some experimental results.

DC 621.327.42.026.4 : 535.241.41

Puşcaşu, S. **Some considerations concerning the increase of the luminous efficiency of the fluorescent tubes in the case of high-frequency voltage feeding.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 298–301

The paper presents the advantages of feeding the fluorescent tubes with high-frequency voltages. The physical phenomenon of the increase of the luminous efficiency in the case of this feeding system is explained, some experimental tests are presented and the respective conclusions are drawn.

FROM THE RESEARCH ACTIVITY

DC 621.382.2.014.13 : 621.317.39

Poenaru, D. : **Electric impulses given by the radiation detectors with semiconductor devices of cylindrical form.**

Electrotehnica **15**, nr. 8, august 1967, p. 301–306

The author calculates the shape of the current impulse and the electric charge obtained by collecting a single pair electron-void produced by ionization in the sensible volume of a detector Ge (Li) of coaxial form, working cooled at the temperature of liquid nitrogen.

REVIEWS 306–307
REPORTS 307–313
CHRONICLE 313–315
BRIEF NEWS 316

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.018.782.3 : 621.771.2 : 621—83

Bondarenko, P. S. şi *Korbin, A. S.* **Optimizarea proceselor tranzitorii în acţionarea electrică a laminoarelor.** In : Elektricestvo, **87,** nr. 10, oct 1966, p. 27—30, 3 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.3.064.4.024

Unger, G. **Timpul de persistenţă a piciorului arcului la întreruperea curentului continuu şi uzura diferitelor materiale de contact :** In : Electrotechn. Zeit. (ETZ-A) **88,** nr. 2, 1967, p. 33—39, 11 fig., 4 tab., 13 ref. bibl.

CZ 621. 313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313 : 621.315.6

Goher, M. **Izolarea şi impregnarea maşinilor electrice.** In : Elektrotechn. **59,** nr. 8—9, aug-sept 1966, p. 377—382, 3 fig. , 5 tab., 21 ref. bibl.

CZ 621.313.012. : 621.923.1

Monakov, A. K. şi *Sneider, Iu. G.* **Influenţa prelucrării mecanice asupra caracteristicilor magnetice ale maşinilor electrice de cîteva tipuri.** In : Electrotehnika, nr. 10, oct 1966, p. 12—14, 6 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.1 : 621.316.54

Thornton, D. J. **Comutarea automată a marilor motoare electrice.** In : Electr. Times, **150,** nr. 17, oct 1966, p. 643—646, 8 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.13 : 621.316.9

Lomb, F. **Procedee moderne de protecţie a motoarelor electrice.** In : Electrotechn. **59,** nr. 8—9, aug-sept 1966, p. 373—377, 5 fig., 18 ref. bibl.

CZ 621.313.322.501.22 : 62—501.7

Fork, K. **Metode de măsurare pentru calculul fenomenelor tranzitorii de maşini sincrone.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **88,** nr. 3, 1967, p. 65—69, 4 fig., 2 tab., 16 ref. bibl.

CZ 621.313.333.061 : 621.314.57

Sattler, P. K. **Cuplurile de torsiune parazitare la motoarele alimentate de convertizoare de curent.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A), **88,** nr. 4, 1967, p. 89—93, 3 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2.001.8

Bichet, J. **Dezvoltări recente în tehnica coliviilor rotorice ale motoarelor asincrone.** In : RGE, **75,** nr. 9, sep 1966, p. 1071—1076, 7 fig.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI . CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢIE

CZ 621.315.1.027.3.004.4 : 621.395.9

Alsleben, E. şi *Schumm, E.* **Transmiterea semnalelor de protecţie prin liniile de înaltă tensiune.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ—B) **19,** nr. 4, 1967, p. 89—96, 7 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.315.212.001.24

Kaliaţkii, I. I. şi *Dulzon, A. A.* **Despre calculul conductibilităţii cablului coaxial.** In : Elektricestvo, **87,** nr. 10, oct 1966, p. 80—82, 10 ref. bibl.

CZ 621.315.5. : 669.37.001.8

Fedorov, V. N. şi *Zaharov, M. V.* **Imbunătăţirea rezistenţei mecanice a conductorilor din aliaje de cupru.** In : Elektrotehnika, nr. 10, oct 1966, p. 41—44, 1 fig., 3 tab., 5 ref. bibl.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 8 București, august 1967

Studiul teoretic și experimental al regimului tranzitoriu în circuite magnetice masive cu simetrie cilindrică

Adrian Cupșa * — București

CZ 621.318.34.042.13 : 621.3.14.33 : 537.311.5

1. Generalități

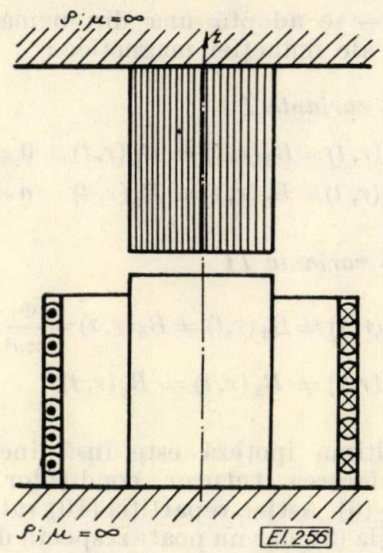
În studiul fenomenelor tranzitorii din mașni, transformatoare și aparate electrice este de multe ori nevoie să se țină seamă de prezența în circuitul magnetic al acestora, a unor porțiuni de fier masiv. Aceste porțiuni masive duc la o mărire considerabilă a inerției electromagnetice a sistemului respectiv, iar conceptul de variație exponențială în timp, respectiv de constantă de timp obișnuită, nu mai are totdeauna sens.

În cele ce urmează vom considera că circuitul magnetic cel mai complicat este cel reprezentat în figura 1, *b* cu simetrie cilindrică.

Piesele *1* și *3* sînt masive, în general din materiale diferite, iar închiderea circuitului magnetic se face prin tole cu $\mu = \rho = \infty$**. Piesa *2* este un ecran obișnuit din cupru, iar *4*, bobina de excitație.

Calculul unor astfel de circuite prezintă următoarele dificultăți :

— luarea în considerare pe cale analitică a neliniarității fierului este practic imposibilă.



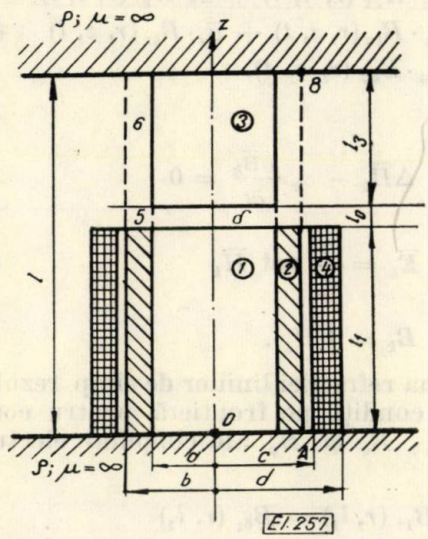


Fig. 1. Circuite magnetice neomogene cu simetrie cilindrică : *a*) neecranat și parțial masiv ; *b*) masiv și ecranat.

Chiar în cazul mediilor omogene studiul fenomenelor tranzitorii este foarte complicat și s-a efectuat numai la saturații pronunțate [3], [7], [10] ;

— structura neomogenă face ca cîmpul electric și magnetic să depindă de ambele coordonate *r* și *z*. Această dificultate a fost ocolită în literatură, în cazul circuitelor neecranate din figura 1, *a*, presupunîndu-se că $\overline{E}$, $\overline{H}$, $\overline{B}$ variază doar cu *r* și aplicînd o corectură în vecinătatea întrefierului. Această corectură s-a

* Ing. *A. Cupșa* este asistent la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București.

** Într-o lucrare viitoare se va arăta cum se pot echivala circuitele magnetice care intervin în practică cu circuitul din figura 1, *b*.

făcut admițînd o anumită repartiție a inducției magnetice în cele trei medii [4]; [8]; [9]; [11]; [12];

— în fine există o diferență între cazul conectării sau al deconectării bobinei de excitație.

În literatură [5] se obține o soluție relativ simplă, suficient de exactă, pentru circuitele ca în figura 1, *b*, însă neecrarnate, neglijîndu-se fluxul de reacție al curenților turbionari, lucru care ar putea fi admis numai pentru cazul conectării.

Această lucrare umple golul care există în literatură căutînd o soluție simplă dar destul de exactă, ca și în [5], însă pentru cazul mai complicat al circuitelor ecranate de tipul celor din figura 1, *b*, și anume pentru cazul deconectării.

2. Calculul circuitului magnetic liniar

2.1. Condiții pe frontieră și ipoteze simplificatoare generale

Fie circuitul magnetic din figura 1, *b*. Datorită lungimii finite a fiecărei porțiuni masive, cîmpul electromagnetic va depinde și de coordonata z, iar $\overline{H}$ și $\overline{B}$ vor avea două componente. În mediul k se poate scrie :

$$\begin{cases} \overline{H}_k = \overline{u}_z \cdot H_{kz}(r, z, t) + \overline{u}_r \cdot H_{kr}(r, z, t) \\ \overline{B}_k = \overline{u}_z \cdot B_{kz}(r, z, t) + \overline{u}_r \cdot B_{kr}(r, z, t) \\ \overline{E}_k = \overline{u}_\varphi \cdot E_{k\varphi}(r, z, t), \end{cases} \tag{1}$$

respectiv :

$$\begin{cases} \Delta \overline{H}_k - \sigma_k \dfrac{\partial \overline{B}_k}{\partial t} = 0 \\ \overline{E}_k = \dfrac{1}{\sigma_k} \operatorname{rot} \overline{H}_k \\ B_k = f(H_k). \end{cases} \tag{2}$$

Din teorema refracției liniilor de cîmp rezultă următoarele condiții pe frontieră pentru componentele H_z, B_z și E_φ ale cîmpului electromagnetic :

$$0 \leqslant r \leqslant a \begin{cases} B_{1z}(r, l_1) = B_{\delta z}(r, l_1) \\ B_{\delta z}(r, l_1 + l_0) = B_{3z}(r, l_1 + l_0) \end{cases}; \tag{3}$$

$$a \leqslant r \leqslant b \begin{cases} B_{2z}(r, l_1) = B_{5z}(r, l_1) \\ B_{5z}(r, l_1 + l_0) = B_{6z}(r, l_1 + l_0) \end{cases}$$

$$0 < z < l_1 \begin{cases} H_{1z}(a, z) = H_{2z}(a, z) \\ E_{1\varphi}(a, z) = E_{2\varphi}(a, z) \end{cases} \tag{4}$$

$$l_1 < z < l_1 + l_0 \begin{cases} H_{\delta z}(a, z) = H_{5z}(a, z) \\ E_{\delta\varphi}(a, z) = E_{5\varphi}(a, z) \end{cases} \tag{5}$$

$$l_1 + l_0 < z < l \begin{cases} H_{3z}(a, z) = H_{6z}(a, z) \\ E_{3\varphi}(a, z) = E_{6\varphi}(a, z) \end{cases} \tag{6}$$

Dar integrarea analitică a ecuațiilor cu derivate parțiale neliniare (2) — în baza condițiilor pe frontieră (3)—(6) și a condițiilor inițiale — este practic imposibilă.

În literatură sînt studiate circuite magnetice mai simple neecranate și parțial masive de tipul celui reprezentat în figura 1, *a*, adoptînd o serie de ipoteze simplificatoare pe care le vom admite și noi. În rezumat deci, într-o primă etapă, vom admite următoarele patru ipoteze simplificatoare.

a — se consideră fierul liniar, adică :

$$B_k = \mu_k H_k ; \tag{7}$$

b — se neglijează variația cu z a mărimilor H_{kz} și $E_{k\varphi}$:

$$H_{kz} = H_{kz}(r, t), \quad E_{k\varphi} = E_{k\varphi}(r, t) ; \tag{8}$$

c — se presupune că la $t = 0$ are loc anularea bruscă a curentului de excitație, de unde rezultă că tensiunea magnetică între A și B este nulă :

$$\mathcal{U}_{m_{AB}}(t) = \int_0^l H(b, z, t)\, dz = 0 ; \tag{9}$$

d — se adoptă una din următoarele repartiții ale inducției magnetice :

— varianta I

$$\begin{cases} B_1(r, t) = B_\delta(r, t) = B_3(r, t) & 0 \leqslant r \leqslant a \\ B_2(r, t) = B_5(r, t) = B_6(r, t) & a \leqslant r \leqslant b ; \end{cases} \tag{10}$$

— varianta II

$$\begin{cases} B_1(r, t) \neq B_3(r, t) \neq B_\delta(r, t) = \dfrac{\Phi_f}{\pi a^2} & 0 \leqslant r \leqslant a \\ B_2(r, t) \neq B_5(r, t) \neq B_6(r, t) & a \leqslant r \leqslant b. \end{cases} \tag{10'}$$

Ultima ipoteză este însă incompatibilă cu satisfacerea tuturor condițiilor pe frontieră (3)—(6). Astfel, repartiția (10) satisface automat relația (3), dar nu poate respecta decît una dintre condițiile (4), (5), (6) ; repartiția (10′) satisface, dimpotrivă, toate relațiile (4)—(6), dar nu poate respecta local condiția (3). De aceea, în cadrul fiecărei variante, este necesar să se adopte 1—2 ipoteze suplimentare care au rol de corecție ; în plus, necunoscînd în această etapă aproximațiile care se comit, este nevoie să se efectueze calculele în ambele variante, iar rezultatele să fie confruntate experimental.

2.2. Calculul în varianta I

Prin adoptarea distribuției (10) este util să se aplice pe rînd legea circuitului magnetic

și a inducției electromagnetice pe contururi potrivit alese (fig. 2). Se obține astfel :

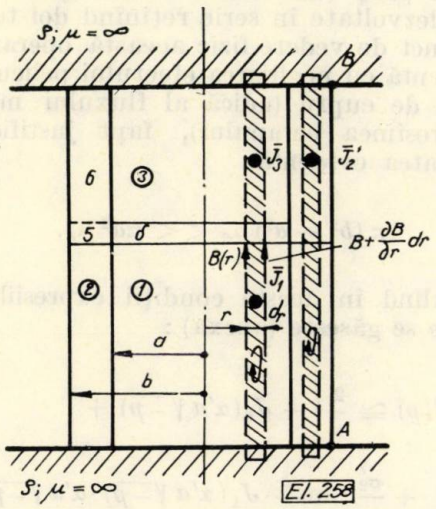


Fig. 2. Explicativă privind aplicarea ecuațiilor lui Maxwell.

pentru $0<r<a$. Aplicăm legea circuitului magnetic sub formă integrală pe conturul punctat din figura 2 :

$$B_1\left(\frac{l_1}{\mu_1}+\frac{l_0}{\mu_0}+\frac{l_3}{\mu_3}\right)-\left(B_1+\frac{\partial B_1}{\partial r}\,\mathrm{d}r\right)\left(\frac{l_1}{\mu_1}+\right.$$

$$\left.+\frac{l_0}{\mu_0}+\frac{l_3}{\mu_3}\right)=\mathrm{d}r\,(l_1 J_1+l_3 J_3),$$

respectiv înlocuind pe J_k cu $\sigma_k E_k$:

$$-\frac{\partial B_1}{\partial r}\left(\frac{l_1}{\mu_1}+\frac{l_0}{\mu_0}+\frac{l_3}{\mu_3}\right)=l_1\sigma_1 E_1+l_3\sigma_3 E_3. \quad (11)$$

Dar din legea inducției electromagnetice :

$$\mathrm{rot}\,\bar{E}=-\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}\rightarrow\frac{\partial B_1}{\partial t}=-\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(rE) \quad (12)$$

și înlocuind (12) în (11) găsim :

$$\left(\frac{\partial^2 B_1}{\partial r^2}+\frac{1}{r}\frac{\partial B_1}{\partial r}\right)\left(1+\frac{\mu_1 l_3}{\mu_3 l_1}+\frac{\mu_1 l_0}{\mu_0 l_1}\right)-$$

$$-\sigma_1\mu_1\left(1+\frac{l_3\sigma_3}{l_1\sigma_1}\right)\frac{\partial B_1}{\partial t}=0. \quad (13)$$

Dacă facem notațiile :

$$\begin{cases} m_0=\dfrac{\mu_1 l_0}{\mu_0 l_1}; \quad m_3=\dfrac{\mu_1 l_3}{\mu_3 l_1}; \quad n_3=\dfrac{l_3\sigma_3}{l_1\sigma_1} \\ \alpha'^2=\sigma_1\mu_1\dfrac{1+n_3}{1+m_0+m_3}=\alpha^2\dfrac{1+n_3}{1+m_0+m_3} \end{cases} \quad (14)$$

se obține forma definitivă :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 B_1}{\partial r^2}+\dfrac{1}{r}\dfrac{\partial B_1}{\partial r}-\alpha'^2\dfrac{\partial B_1}{\partial t}=0 \\ \dfrac{\partial^2 H_3}{\partial r^2}+\dfrac{1}{r}\dfrac{\partial H_3}{\partial r}-\alpha'^2\dfrac{\partial H_3}{\partial t}=0; \end{cases} \quad (15)$$

pentru $a<r<b$. Procedînd analog se obține :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 B_2}{\partial r^2}+\dfrac{1}{r}\dfrac{\partial B_2}{\partial r}-\beta'^2\dfrac{\partial B_2}{\partial t}=0 \\ \dfrac{\partial^2 H_2'}{\partial r^2}+\dfrac{1}{r}\dfrac{\partial H_2'}{\partial r}-\beta'^2\dfrac{\partial H_2'}{\partial t}=0. \end{cases} \quad (16)$$

unde s-a notat :

$$\beta'^2=\mu_2\sigma_2\frac{l_1}{l}=\mu_2\sigma_2'. \quad 17)$$

Ipoteze simplificatoare suplimentare. Pentru integrarea ecuațiilor (15) și (16) pe baza condițiilor inițiale și pe frontieră, care în forma (3) (4), (5), (6) nu pot fi respectate în întregime se va presupune că :

— ponderea barei *3* este mai mare decît a barei *1*, respectiv între tensiunile lor magnetice există relația :

$$U_{m3}>U_{m1}. \quad (18)$$

În acest caz vom respecta doar condiția (6)*

— se consideră un ecran fictiv de lungime $l=l_1+l_0+l_3$ și conductivitate

$$\sigma_2'=\sigma_2\frac{l_1}{l}. \quad (19)$$

Această înlocuire rezultă din relația (17) și este posibilă avînd în vedere că la cupru $\mu_2=\mu_0$, iar $B_2=B_5=B_4$, conform (10). Prin această operație se păstrează solenația de reacție a curenților turbionari din ecran.

Cu aceste precizări condițiile pe frontieră și inițiale adoptate sînt :

$$\begin{cases} H_3(a,\ t)=H_2'(a,\ t); \\ E_3\ (a,\ t)=H_2'(a,\ t); \\ H_2'(b,\ t)=0; \\ H_2'(r,\ 0)=H_3\ (r,\ 0)=H'_0. \end{cases} \quad (20)$$

Soluția ecuațiilor (15) și (16) — cu condițiile (20) — se reduce formal la cea din cazul unei bare cilindrice ecranate pe întreaga ei lungime. Acest caz a fost tratat în lucrarea [1] unde ecuațiile diferențiale respective au fost inte-

* Dacă barele *1* și *3* sînt executate din același material, sînt satisfăcute automat și relațiile (4), deci este de așteptat ca eroarea de metodă să scadă.

grate prin metoda operațională (transformata Laplace). Notăm :

$$\begin{cases} \mathcal{H}\ (r,\ p) = \mathfrak{L}\ H\ (r,\ t)\ ; \\ \mathcal{E}\ (r,\ p) = \mathfrak{L}\ E\ (,rt) \\ \lambda'^2 = -\ \alpha'^2\ p\ ; \\ \nu'^2 = -\ \beta'^2\ p. \end{cases} \tag{21}$$

Soluția în operațional a ecuațiilor (15) și (16), ținînd seamă de condițiile inițiale este :

$$\begin{cases} \mathcal{H}_3\ (r,\ p) = \dfrac{H_0'}{p} + A_3'\ J_0\ (\lambda' r) \\ \mathcal{H}_2'\ (r,\ p) = \dfrac{H_0'}{p} + A_2'\ J_0\ (\nu' r) + \\ \qquad + A_2''\cdot N_0(\nu' r). \end{cases} \tag{22}$$

Cele trei constante de integrare A_2', A''_2, A_3' se pot determina din cele trei condiții pe frontieră (20). Rezolvînd în raport cu A_3' se găsește :

$$\mathcal{H}_3^I\ (r,\ p) = \frac{H_0'}{p} + \frac{2H_0'}{p}, \frac{1}{\pi}, \frac{J_0\ (\alpha' r\sqrt{-p}}{\mathcal{R}^I\ (p)}, \tag{23}$$

unde $\mathcal{R}^I\ (p)$ este o expresie întreagă în raport cu puterile lui p (relația I din anexă). Fie $p_n' = -\ k_n'^2$ rădăcinile ecuației transcendente :

$$\mathcal{R}^I\ (p) = 0 \tag{24}$$

și

$$S_n^I = -\ 2\ \frac{\mathrm{d}\mathcal{R}^I}{\mathrm{d}p}\bigg|_{p_n'}, \tag{25}$$

Funcția original $H_3^I\ (r,\ t)$ se poate găsi aplicînd în (23) teorema de dezvoltare a lui Heaviside :

$$H_3^I(r,t) = H_0' + \frac{2H_0'}{\pi}\int_0^t \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_0(\alpha' r k_n')}{\dfrac{\mathrm{d}\mathcal{R}^I}{\mathrm{d}p}\Big|_{p_n'}}\ \mathrm{e}^{p_n' t}\,\mathrm{d}t =$$

$$= H_0'\frac{4}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{J_0(\alpha' r k_n')}{S_n^I}\cdot\frac{e^{-k_n'^2 t}}{k_n'^2}. \tag{26}$$

Fluxul magnetic fascicular :

$$\Phi_f^I(t) = 2\pi\mu_3\int_0^a H_3^I r\mathrm{d}r = \Phi_0\ \sum_{n=1}^{\infty} C_n^I\cdot \mathrm{e}^{-\ t/T_n^I}, \tag{26'}$$

unde :

$$\Phi_0 = \mu_3 H_0'\pi a^2\ ;\ C_n^I = \\ = \frac{8}{\pi k_n'^2 S_n^I}\cdot\frac{J_1(\alpha' a k_n')}{\alpha' a k_n'}\ ;\ T_n^I = \frac{1}{k_n'^2}. \tag{27}$$

Totuși, calculul cu expresii de forma (24) și (25) este foarte laborios [1], [2]. Din acest motiv, în anexă s-au dedus expresii simplificate pentru $\mathcal{R}^I\ (p)$; S_n^I ; C_n^I. S-a pornit de la observația că funcțiile avînd argumentele $\beta a k_n'$ și $\beta b k_n'$ (de valori uzuale 0, 1 ... 0,2) pot fi dezvoltate în serie reținînd doi termeni. Din punct de vedere fizic această operație este echivalentă cu neglijarea efectului pelicular din ecranul de cupru (adică al fluxului magnetic prin grosimea ecranului), fapt justificat de inegalitatea evidentă :

$$\pi\ (b^2 - a^2)\ \mu_2 << \pi a^2\ \mu_1\ . \tag{28}$$

Calculînd în aceste condiții expresiile simplificate se găsește (anexa) :

$$\begin{cases} \mathcal{R}^I(p) \cong \dfrac{2}{\pi}\Big[-\ J_0(\alpha' a\sqrt{-p}) + \\ \quad + \dfrac{\sigma_2'}{\sigma_3}\cdot\ln\dfrac{b}{a}\cdot J_1(\alpha' a\sqrt{-p})\cdot\alpha' a\sqrt{-p}\Big] \\ S_n^I \cong \dfrac{2}{\pi}\left[\dfrac{\alpha' a}{k_n'}J_1(\alpha' a\ k_n') + \right. \\ \left. + \alpha'^2\cdot a^2\cdot\dfrac{\sigma_2'}{\sigma_3}\ln\dfrac{b}{a}\cdot J_0(\alpha' a k_n')\right] \\ C_n^I \cong \left(\dfrac{2}{\alpha' a\ k_n'}\right)^2 \dfrac{1}{1 + (\alpha' a k_n')^2\left(\dfrac{\sigma_2'}{\sigma_3}\ln\dfrac{b}{a}\right)^2}. \end{cases} \tag{29}$$

Menționăm că zero-urile ecuației simplificate $\mathcal{R}^I\ (p) = 0$ (29) se găsesc tabulate (A. V. Lîkov. Teoria teploprovodimosti. Moscova, 1952), astfel încît orice dificultate sau iterație de calcul a dispărut.

2.3. *Calculul în varianta II*

În acest caz este util ca ecuațiile (2) să fie scrise pentru fiecare porțiune masivă în parte :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 H_1}{\partial r^2} + \dfrac{1}{r}\dfrac{\partial H_1}{\partial r} - \alpha^2\dfrac{\partial H_1}{\partial t} = 0\ ;\ E_1 = \\ \qquad = -\dfrac{1}{\sigma_1}\cdot\dfrac{\partial H_1}{\partial r}\ ;\quad \alpha^2 = \sigma_1\mu_1 \\ \dfrac{\partial^2 H_2}{\partial r^2} + \dfrac{1}{r}\dfrac{\partial H_2}{\partial r} - \beta^2\dfrac{\partial H_2}{\partial t} = 0\ ;\ E_2 = \\ \qquad = -\dfrac{1}{\sigma_2}\cdot\dfrac{\partial H_2}{\partial r}\ ;\quad \beta^2 = \sigma_2\mu_2 \\ \dfrac{\partial^2 H_3}{\partial r^2} + \dfrac{1}{r}\dfrac{\partial H_3}{\partial r} - \gamma^2\dfrac{\partial H_3}{\partial t} = 0\ ;\ E_3 = \\ \qquad = -\dfrac{1}{\sigma_3}\dfrac{\partial H_3}{\partial r}\ ;\ \gamma^2 = \sigma_3\mu_3. \end{cases} \tag{30}$$

Conform § 2.2, soluția în operațional a acestor ecuații este:

$$\begin{cases} \mathcal{H}_1(r,p) = \dfrac{H_0}{p} + A_1 J_0(\lambda r); \qquad \lambda^2 = -\alpha^2 p \\ \mathcal{H}_2(r,p) = \dfrac{H_0}{p} + A_2' J_0(\nu r) + \\ \qquad + A_2'' N_0(\nu r); \qquad \nu^2 = -\beta^2 p \\ \mathcal{H}_3(r,p) = \dfrac{H_0}{p}\dfrac{\mu_1}{\mu_3} + A_3 J_0(\eta r); \quad \eta^2 = -\gamma^2 p. \end{cases} \tag{31}$$

Pentru condiții inițiale de forma:

$$H_2(r,0) = H_1(r,0) = H_0; \qquad H_3(r,0) = H_0\frac{\mu_1}{\mu_3} \tag{32}$$

și cu următoarele condiții pe frontieră (§ 2.1):

$$\begin{cases} \mathcal{H}_1(a,p) = \mathcal{H}_2(a,p); \ \mathcal{E}_1(a,p) = \mathcal{E}_2(a,p) \\ 2\pi\mu_1 \int_0^a \mathcal{H}_1 r\,dr = 2\pi\mu_3 \int_0^a \mathcal{H} r\,dr = \pi a^2 \mu_0 \mathcal{H}_\delta \\ U_{m_{AB}} = \mathcal{H}_2(b,p)\cdot l_1 + \mathcal{H}_\delta \cdot l_0 + \mathcal{H}_3(a,p)\cdot l_3 = 0, \end{cases} \tag{33}$$

unde relația (3) —nesatisfăcută local în varianta *II* — se înlocuiește cu condiția de conservare a fluxului magnetic fascicular.

Similar cu la § 2.2. se introduce (31) în (33), se găsește A_1, apoi $\mathcal{H}_1^{II}(r,p)$, de unde prin aplicarea teoremei lui Heaviside se obține funcția original $H_1^{II}(r,t)$ și fluxul magnetic fascicular $\Phi_f^{II}(t)$ în varianta *II*:

$$\begin{cases} H_1^{II}(r,t) = H_0\dfrac{4}{\pi}(1 + m_0 + \\ \qquad + m_3)\sum_{n=1}^{\infty} \dfrac{J_0(\alpha r k_n)}{S_n^{II}} \cdot \dfrac{J_1(\gamma a k_n)}{\gamma a k_n} \cdot \dfrac{e^{-k_n^2 t}}{k_n^2} \\ \Phi_f^{II}(t) = \Phi_0 \sum_{n=1}^{\infty} C_n^{II} \cdot e^{-t/T_n^{II}}, \end{cases} \tag{34}$$

unde s-a notat similar:

$$\begin{cases} \mathcal{R}^{II}(p) = \mathcal{R}(p) - \dfrac{2}{\pi}\left[2m_0 \dfrac{J_1(\alpha a\sqrt{-p}}{\alpha a\sqrt{-p}} + \right. \\ \left. + m_3 J_0(\gamma a\sqrt{-p}) \dfrac{J_1(\alpha a\sqrt{-p})}{J_1(\gamma a\sqrt{-p})} \cdot \dfrac{\gamma a\sqrt{-p}}{\alpha a\sqrt{-p}}\right] \\ S_n^{II} = -2\dfrac{d}{dp}\left[\dfrac{J_1(\gamma a\sqrt{-p})}{\gamma a\sqrt{-p}} \mathcal{R}^{II}(p)\right]_{p_n} \\ p_n = -k_n^2 \text{ sînt rădăcinile ecuației transcendente } \mathcal{R}^{II}(p) = 0 \\ C_n^{II} = \dfrac{8}{\pi k_n^2 S_n^{II}} \cdot \dfrac{J_1(\gamma a k_n)}{\gamma a k_n} \cdot \dfrac{J_1(\alpha a k_n)}{\alpha a k_n}(1 + \\ \qquad + m_0 + m_3); \quad T_n^{II} = \dfrac{1}{k_n^2}, \end{cases} \tag{35}$$

iar $\mathcal{R}(p)$ are aceeași formă ca în varianta *I*, cu deosebirea că $\alpha' \to \alpha$; $\beta' \to \beta$; $\sigma_2' \to \sigma_2$; $\sigma_3 \to \sigma_1$.

Operarea cu expresiile (35) este, de asemenea, complicată; din acest motiv, în aceleași condiții ca la § 2.2, s-au dedus expresii simplificate bazate pe dezvoltarea în serie a funcțiilor având argumentele $\beta a k_n$ și $\beta b k_n$:

$$\begin{cases} R^{II}(p) = 0 \to \dfrac{J_0(\alpha a k_n)}{J_1(\alpha a k_n)} + m_3 \dfrac{\gamma}{\alpha}\dfrac{J_0(\gamma a k_n)}{J_1(\gamma a k_n)} = \\ \qquad = m\dfrac{\sigma_2}{\sigma_1}\alpha a k_n - \dfrac{2m_0}{\alpha a k_n} \\ C_n^{II} = \left(\dfrac{2}{\alpha a k_n}\right)^2 \dfrac{1 + m_0 + \dfrac{+ m_3}{+ m_3\left(\dfrac{\gamma}{\alpha}\right)^2\left[1 + \dfrac{J_0^2(\gamma a k_n)}{J_1^2(\gamma a k_n)}\right]}}{1 + \dfrac{J_0^2(\alpha a k_n)}{J_1^2(\alpha a k_n)} + \left(\dfrac{2}{\alpha a k_n}\right)^2 m_0}. \end{cases} \tag{36}$$

3. Luarea în considerare a neliniarității

În lucrare s-au studiat fenomenele care apar la deconectarea bruscă a bobinei de excitație. În cursul regimului tranzitoriu, cîmpul magnetic va descrește monoton de la valoarea inițială ($t = 0$) la valoarea finală ($t = \infty$), respectiv punctul de funcționare se va deplasa pe caracteristica de demagnetizare din *M* în *N* (fig. 3, curba *b*). Ori această porțiune de curbă se caracterizează prin neliniaritate și remanență. S-a arătat însă că, la medii omogene pe porțiuni, luarea în considerare a neliniarității pe cale analitică este imposibilă, în special la regimuri tranzitorii. O analiză atentă a fenomenelor și o serie de date experimentale din literatură arată însă că, la saturații moderate, esențial în desfășurarea fenomenelor este fluxul remanent. Din acest motiv, luarea în considerare a neliniarității a fost făcută în două moduri, ducînd la două cazuri limită care încadrează soluția reală a problemei.

3.1. Primul caz limită

Se liniarizează caracteristica de demagnetizare prin dreapta *c* din figura 3. Cu notațiile din această figură se poate scrie pentru porțiunea *k* ($k = 1, 2, 3$) a circuitului magnetic:

$$\begin{cases} B_k(r,t) = B_{k\infty} + B_{kv}(r,t) \\ H_k(r,t) = H_{kv}(r,t) - H_{k\infty}, \end{cases} \tag{37}$$

unde, evident :

$$\begin{cases} B_{kv} = \mu_k H_{kv} \\ H_{k\infty} = -H_k(r,\infty) > 0 \end{cases} \qquad (38)$$

$$\mu_k = \frac{B_{k0} - B_{k\infty}}{H_{k0} + H_{k\infty}}.$$

Ținînd seamă de (37) și (38), ecuația satisfăcută de cîmpul magnetic în mediul k devine :

$$\Delta H_{kv} - \sigma_k \mu_k \frac{\partial H_{kv}}{\partial t} = 0, \qquad (39)$$

adică tot o ecuație liniară. Avînd în vedere relațiile (37), mărimile variabile H_{kv} satisfac

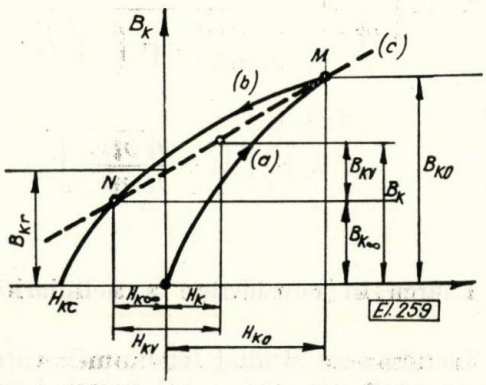


Fig. 3. Aproximarea ramurii descendente a ciclului de histerezis.

aceleași condiții pe frontieră ca la §§ 2.2 și 2.3 (corespunzînd celor două variante), dar capătă următoarele valori inițiale :

$$H_{kv}(r, o) = \frac{B_{k0} - B_{k\infty}}{\mu_k}, \qquad (40)$$

unde mărimile $B_{k0} = B_0$ și $B_{k\infty} = B_\infty$ se pot calcula (ca la circuite cu magneți permanenți) sau măsura ușor. Rezultă că soluțiile de la pct. 2 se păstrează pentru H_{kv} dacă se lucrează cu valorile inițiale (40), iar prin μ_k se înțelege panta dreptei c din figura 3. Obținem atunci :

— *varianta I — H*

$$\begin{cases} H_{3v}^I = \dfrac{B_0 - B_\infty}{\mu_3} \dfrac{4}{\pi} \displaystyle\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_0(\alpha' r k_n')}{S_n^I} \cdot \frac{e^{-k_n'^2 t}}{k_n'^2} \\ B_3^I = B_\infty + \mu_3 H_{3v}^I = B_\infty + \\ \quad + (B_0 - B_\infty) \dfrac{4}{\pi} \displaystyle\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_0(\alpha' r k_n')}{S_n^I} \cdot \frac{e^{-k_n'^2 t}}{k_n'^2} \\ \Phi_f^I = 2\pi \displaystyle\int_0^a B_3^I \cdot r \cdot dr = \Phi_\infty + \\ \quad + (\Phi_0 - \Phi_\infty) \displaystyle\sum_{n=1}^{\infty} C_n^I \cdot e^{-t/T_n^I}; \end{cases} \qquad (41)$$

varianta II — H

$$\begin{cases} H_{1v}^{II} = \dfrac{B_0 - B_\infty}{\mu_1} \dfrac{4}{\pi} (1 + m_0 + \\ \quad + m_3) \displaystyle\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(\gamma a k_n)}{\gamma a k_n} \cdot \frac{J_0(\alpha r k_n)}{S_n^{II}} \cdot \frac{e^{-k_n^2 t}}{k_n^2} \\ B_1^{II} = B_\infty + \mu_1 H_{1v} = B_\infty + \\ \quad + (B_0 - B_\infty) \dfrac{4}{\pi} (1 + m_0 + \\ \quad + m_3) \displaystyle\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(\gamma a k_n)}{\gamma a k_n} \cdot \frac{J_0(\alpha r k_n)}{S_n^{II}} \cdot \frac{e^{-k_n^2 t}}{k_n^2} \\ \Phi_f^{II}(t) = 2\pi \displaystyle\int_0^a B_1^{II} \cdot r \cdot dr = \Phi_\infty + \\ \quad + (\Phi_0 - \Phi_\infty) \displaystyle\sum_{n=1}^{\infty} C_n^{II} \cdot e^{-t/T_n^{II}}. \end{cases} \qquad (42)$$

Expresiile (41) și (42) reprezintă un prim caz limită (notat cu H) deoarece se bazează pe ipoteza fundamentală (38), potrivit căreia componentele H_{kv} și B_{kv} sînt în fiecare moment proporționale ; în realitate (curba b din fig. 3), la o variație dată pentru H_{kv} pentru B_{kv} corespunde o variație mai lentă decît cea dată de (41) sau (42).

3.2. Al doilea caz limită

S-a arătat că B_{kv}, respectiv Φ_f, dat de primul caz reprezintă o variație mai rapidă în timp decît în realitate ; celălalt caz limită, care va încadra superior soluția reală (respectiv va conduce la o variație mai lentă în timp decît în realitate), se poate obține astfel : să presupunem că H_{kv} (sau, practic, $\Phi_f - \Phi_\infty$ la altă scară) rezultat din (41) sau (42) ar da variația reală în timp a cîmpului magnetic. Folosind curba reală de demagnetizare (b din fig. 3), se poate găsi atunci grafic variația în timp a lui B_{kv} respectiv la altă scară a mărimii $\Phi_f - \Phi_\infty$, în celălalt caz limită (notat cu B). Acest lucru presupune că $B_{kv} \sim \Phi_f - \Phi_\infty$, ceea ce este apropiat de realitate deoarece în cazurile uzuale $J_0(\alpha r k_1) = 0{,}8 - 0{,}9$. In acest caz ($B$) se obține pentru Φ_f o variație mai lentă ca în realitate, deoarece și $H_{kv}(t)$ rezultat din primul caz (H) prin liniarizare, pe baza căruia se face construcția grafică, variază mai lent ca în realitate. Utilizînd atunci valoarea medie :

$$\Phi_f(t) = \frac{1}{2}[\Phi_f^H(t) + \Phi_f^B(t)] \qquad (43)$$

este de așteptat ca diferențele față de variația reală a fluxului să fie mici.

4. Aplicații numerice și verificări experimentale

Experimentările care sînt făcute au avut ca scop să stabilească erorile introduse prin aproximațiile făcute în legătură cu repartiția spațială a cîmpului magnetic și cu modul de considerare a neliniarității.

4.1. *Caracteristicile materialelor utilizate*

Ecranul *2* a fost executat din cupru electrolitic, miezul *1*, din fier moale (fără remanență), iar bara *3* s-a executat din fier moale în primele trei experimentări și apoi din OL 38 în următoarele trei experimentări. Conductivitățile acestor materiale, măsurate la puntea dublă Thomson, au fost:

$$\sigma_{Fe} = 7{,}3.10^6 \text{ S/m}; \quad \sigma_{Cu} = 5{,}5.10^7 \text{ S/m};$$
$$\sigma_{OL\ 38} = 4{,}8.10^6 \text{ S/m}. \qquad (44)$$

Curbele de demagnetizare și de magnetizare obținute cu permeametrul Iliovici sînt date în figura 4.

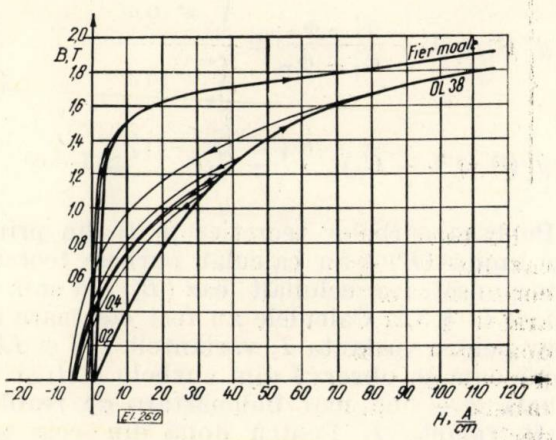


Fig. 4. Caracteristicile magnetice ale materialelor utilizate.

S-a construit un circuit magnetic amovibil care reproduce modelul teoretic din figura 1, *b*. El este reprezentat schematic în figura 5.

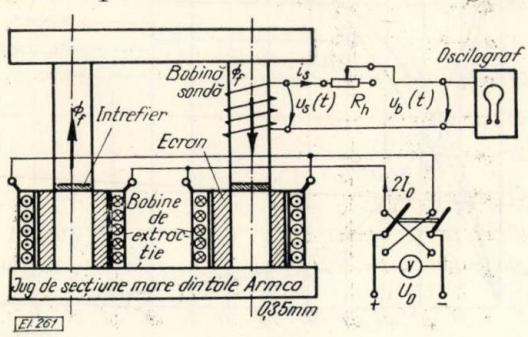


Fig. 5. Schița principală a dispozitivului experimental.

Spre a obține un circuit magnetic închis, dispozitivul experimental s-a prevăzut cu două coloane identice închise prin două juguri din tole ARMCO (cu pierderi mici, remanență mică, permeabilitate mare), avînd secțiune mare (de trei ori secțiunea πa^2 a celorlalte bare). Prin aceste măsuri cele două juguri se apropie de condiția ideală:

$$\rho = \infty; \quad \mu = \infty. \qquad (45)$$

Dimensiunile principale sînt:

$$a = 11 \text{ mm}; \quad b = 17{,}5 \text{ mm};$$
$$l_1 = 65 \text{ mm}; \quad l_3 = 125 \text{ mm}.$$

Fiecare bobină de excitație a fost alcătuită din 10 700 spire Cu Em Ø 0,2 mm, avînd o rezistență în c.c. de 1 000 Ω. În cadrul primelor trei cazuri intrefierul a fost reglat succesiv la valorile 0,3—0,45—0,6 mm. Același lucru s-a făcut și în cadrul ultimelor trei cazuri.

Prin acestea s-au putut realiza șase combinații care acoperă multe din cazurile întîlnite în practică. Pentru micșorarea întrefierului parazit, toate suprafețele frontale de contact au fost rectificate și întreg ansamblu central. Valorile fluxului magnetic Φ_0 la $t = 0$ și Φ_∞, la $t = \infty$ au fost măsurate și nu predeterminate (spre a evita erori suplimentare). În ceea ce privește bobinele sondă plasate pe barele 3 s-a constatat experimental că nu apar diferențe sensibile la aparatul înregistrator, dacă acestea se deplasează în lungul barei cu $\pm$ 4 cm față de poziția de mijloc.

4.2. *Rezultatele obținute pe modelul experimental*

Cele șase cazuri în care s-au făcut experiențe se caracterizează prin valorile din tabela 1.

Pe baza acestor valori în tabela 2 se dau mărimile C_n și T_n calculate în cele două variante, cu luarea în considerație a neliniarității, ca în cazul limită H.

Tot în tabela 2 au fost indicate, pentru comparație, rezultatele de calcul care s-ar obține într-o a III-a variantă foarte aproximativă, utilizată uneori pentru studiul calitativ al fenomenelor cînd se neglijează atît efectul pelicular în cupru (ceea ce conform anexei este logic), cît și efectul pelicular din fier (de care în lucrarea de față s-a ținut seamă). În aceste condiții, ecranul de cupru poate fi considerat ca secundarul în scurtcircuit al unui transformator ai cărui parametri R_2 și L_2 se pot calcula ca în curent continuu:

$$L_2 = \frac{\pi a^2 \mu_1}{l_1(1 + m_0 + m_3)}; \quad R_2 = \frac{2\pi}{\sigma_2 l_1 \ln \frac{b}{a}} \qquad (47)$$

$$T_1^{III} \cong \frac{L_2}{R_2^2} = \mu_1 \sigma_2 a^2 \frac{\ln b/a}{2(1 + m_0 + m_3)}; \quad C_1^{III} = 1.$$

Tabela 1

Caz	Bara 3	l_{e_0}, mm	U_0, V	$2I_0$, A	Φ_0, Wb	$\Phi_0 - \Phi_\infty$, Wb	Φ_∞, Wb	B_0, T	B_∞, T
1	fier moale	0,6	80,5	0,161	$5 \cdot 10^{-4}$	$4,8 \cdot 10^{-4}$	$0,2 \cdot 10^{-4}$	1,31	0,063
2		0,45	64,5	0,129	$5 \cdot 10^{-4}$	$4,6 \cdot 10^{-4}$	$0,4 \cdot 10^{-4}$	1,31	0,105
3		0,3	49	0,098	$5 \cdot 10^{-4}$	$4,3 \cdot 10^{-4}$	$0,7 \cdot 10^{-4}$	1,31	0,184
4	OL 38	0,6	130	0,26	$4,2 \cdot 10^{-4}$	$3,35 \cdot 10^{-4}$	$0,85 \cdot 10^{-4}$	1,10	0,224
5		0,45	130	0,26	$4,4 \cdot 10^{-4}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	1,16	0,263
6		0,3	130	0,26	$4,75 \cdot 10^{-4}$	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$1,25 \cdot 10^{-4}$	1,25	0,33

Se constată din tabela 2 că valorile T_1^{III} sînt mai mici cu circa 15—32 % față de valorile T_2^{II} sau T_1^I care iau în considerare efectul pelicular din fier.

Tabela 1

Varianta	Mărime \ Caz	1	2	3	4	5	6
I	T_1, s	0,222	0,278	0,376	0,143	0,149	0,165
	T_2, s	0,0183	0,0232	0,032	0,0087	0,00905	0,00995
	C_1	0,99	0,99	0,99	0,995	0,995	0,995
	C_2	0,01	0,01	0,01	0,005	0,005	0,005
II	T_1, s	0,235	—	—	0,152	—	—
	T_2, s	0,103	—	—	0,0975	—	—
	T_3, s	0,0357	—	—	0,0048	—	—
	C_1	0,836	—	—	0,234	—	—
	C_2	0,162	—	—	0,745	—	—
	C_3	0,0096	—	—	0,001	—	—
III	T_1, s	0,175	0,238	0,3	0,10	0,112	0,12
	C_1	1	1	1	1	1	1

Întrucît experimental s-au obținut curbe referitoare la variația în timp a fluxului magnetic, curbele teoretice (calculate conform tabelei 2) reprezintă și ele aceeași variantă. Toate curbele au fost reprezentate în unități relative și notate cu $x\,(t)$

$$\begin{cases} X = -\dfrac{1}{\Phi_0 - \Phi_\infty} \cdot \dfrac{\mathrm{d}\Phi_f}{\mathrm{d}t} = \dfrac{C_1}{T_1} \cdot \mathrm{e}^{-t/T_1} + \\ \quad + \dfrac{C_2}{T_2} \cdot \mathrm{e}^{-t/T_2} + \dfrac{C_3}{T_3}\,\mathrm{e}^{-t/T_3} \ldots \\ X_{max} = X(0) = \dfrac{C_1}{T_1} + \dfrac{C_2}{T_2} + \dfrac{C_3}{T_3} + \ldots \\ x(t) = \dfrac{X}{X_{max}} \end{cases} \tag{48}$$

Curbele experimentale au fost, de asemenea, integrate grafic spre a obține variația fluxului. Notînd cu * la exponent curbele experimentale și cu I curbele teoretice (pentru cazul limită H), se obțin curbele $y\,(t)$:

$$\begin{cases} y^*(t) = 1 - \dfrac{\Phi_f^* - \Phi_\infty}{\Phi_0 - \Phi_\infty} = \dfrac{\int_0^t x^*(t)\,\mathrm{d}t}{\int_0^\infty x^*(t)\,\mathrm{d}t} \\ y^I(t) = 1 - C_1\,\mathrm{e}^{-t/T_1^I} - C_2\,\mathrm{e}^{-t/T_2^I} \cong 1 - \mathrm{e}^{-t/T_1^I}. \end{cases} \tag{49}$$

Pe baza curbelor teoretice $y\,(t)$ din primul caz limită (H) s-au calculat curbele teoretice corespunzătoare celuilalt caz (B), așa cum s-a arătat la § 3.2. Calculele au fost efectuate aici doar pentru varianta I, variantele III și II — după cum se observă din curbele $x\,(t)$ și din tabela 2 — sînt mai îndepărtate de realitate decît vaianta I. Pentru două din cele șase cazuri studiate, reproducem în figura 6 și 7

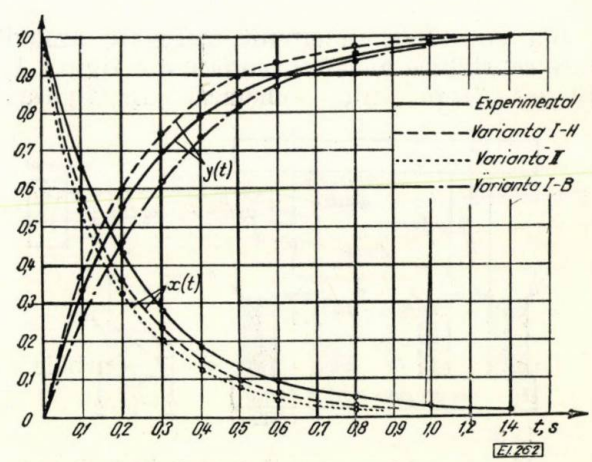


Fig. 6. Curbele teoretice și experimentale în cazul 1.

curbele teoretice și experimentale, $x\,(t)$ și $y(t)$, reprezentate în unități relative conform relațiilor (48) și (49).

În sfîrșit, pentru compararea corectă a curbelor experimentale cu cele teoretice optime (date de varianta *I* și calculate conform relației (43) prin medierea celor două cazuri limită) este

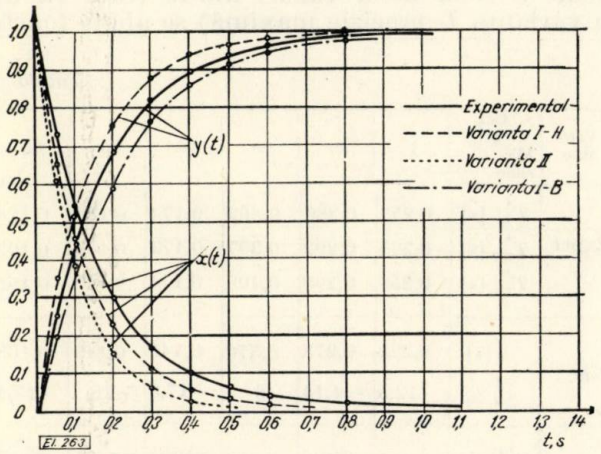


Fig. 7. Curbele teoretice și experimentale în cazul 4.

util să se reprezinte grafic variația reală în timp a fluxului magnetic. Pornind de la curbele $y(t)$, relația (49), se arată ușor că:

$$\frac{\Phi_f}{\Phi_0} = 1 - y + y\,\frac{\Phi_\infty}{\Phi_0}. \qquad (50)$$

Datele obținute se găsesc în tabela 3. Curbele corespunzătoare au fost reprezentate în figura 8.

scrie pentru circuite neomogene ecranate că:

$$\Phi_f \cong \Phi_\infty + (\Phi_0 - \Phi_\infty)\cdot e^{-t/T_1^I}, \qquad (51)$$

adică fluxul are variație exponențială. Pentru confruntarea cu experiențele s-a considerat

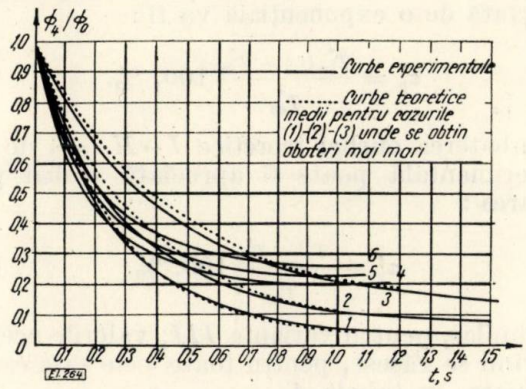


Fig. 8. Curbele experimentale și teoretice.

indicat ca și curba experimentală să fie echivalată cu o exponențială. În acest scop se poate proceda astfel:

— să se calculeze o constantă de timp areolară:

$$T^*_{av} = \int_0^\infty [1 - y^*(t)]\,dt \rightarrow \quad \text{se calculează grafic;} \qquad (52)$$

Tabela 3

Caz	1		2		3		4		5		6	
t,s	calculat	experimental	calculat	experimental	calculat	experimental	calculat	experimental	calculat	experimental	calculat	experimental
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0,05	—	—	—	—	—	—	0,805	0,8	0,83	0,815	0,845	0,83
0,1	0,7	0,68	0,75	0,725	0,83	0,81	0,65	0,65	0,69	0,675	0,72	0,705
0,2	0,49	0,47	0,585	0,54	0,69	0,665	0,47	0,455	0,505	0,495	0,545	0,535
0,3	0,35	0,33	0,46	0,41	0,575	0,55	0,345	0,35	0,39	0,39	0,43	0,435
0,4	0,245	0,24	0,36	0,32	0,485	0,46	0,28	0,29	0,315	0,325	0,36	0,365
0,5	0,18	0,185	0,285	0,255	0,42	0,39	0,25	0,25	0,285	0,285	0,32	0,325
0,6	0,135	0,14	0,23	0,21	0,355	0,34	0,23	0,23	0,260	0,265	0,295	0,30
0,8	0,08	0,085	0,15	0,14	0,27	0,255	—	—	—	—	—	—
1,0	0,05	0,055	0,115	0,11	0,215	0,21	—	—	—	—	—	—
1,2	—	—	—	—	0,185	0,18	—	—	—	—	—	—
∞	0,04	0,04	0,08	0,08	0,14	0,14	0,205	0,205	0,225	0,225	0,265	0,265

4.3. Discuția rezultatelor experimentale

Din tabela 2 și figurile 6—7, curbele $x(t)$ se observă în primul rînd că varianta *I* duce la rezultate mai apropiate de realitate decît varianta *II*, deci — din punct de vedere teoretic — condițiile pe frontieră (3) au o pondere mai mare decît condițiile (4)—(6), cel puțin pentru cazurile studiate.

În al doilea rînd, se observă, din tabela 2, că varianta *I* duce la posibilitatea teoretică de a

— să se calculeze o constantă de timp logaritmică:

$$1 - y^*(t) \cong e^{-t/T^*_{ly}(t)} \rightarrow T^*_{ly}(t_k) = \frac{t_k}{\ln \dfrac{1}{1 - y^*(t_k)}}. \qquad (52')$$

Întrucît (52′) depinde de punct se va adopta valoarea medie:

$$T^*_{ly} = \frac{1}{m}\sum_{k=1}^{m} T^*_{ly}(t_k), \qquad (52'')$$

iar drept constantă de timp echivalentă se va considera, în acest caz :

$$T^*_{ev} = \frac{1}{2}\,[T^*_{av} + T^*_{lv}]. \qquad (53)$$

Abaterea în fiecare punct a curbei experimentale față de o exponențială va fi :

$$\varepsilon^*_v = \frac{T^*_{lv}(t_k) - T^*_{ev}}{T^*_{ev}}\,100,\ \%, \qquad (54)$$

iar abaterea curbei teoretice $I-H$ față de cea experimentală poate fi apreciată global prin eroarea :

$$\varepsilon^I_v = \frac{T^I_1 - T^*_{ev}}{T^*_{ev}}\,100,\ \%. \qquad (55)$$

Similar, pentru varianta *III*, valorile acestor mărimi se găsesc, pentru toate cele șase cazuri studiate, în tabela 4.

Pe baza acestor date și în limitele erorii de determinare de circa $\pm 4\%$ (1% erori la osciloscraf ; 1% erori la fluxmetru ; 2% erori la calcule grafice) se pot trage următoarele concluzii :

— T^*_{lv} și T^*_{av} au valori apropiate, iar abaterea față de exponențială $[\varepsilon^*_v(t_k)]$ a curbelor experimentale nu depășește în medie $\pm 3\%$;

— în ceea ce privește mărimea lui T_1, varianta *III* (care neglijează peste tot efectul pelicular) conduce la erori de 2,5—4 ori mai mari ca în varianta $I-H$;

— erorile în varianta $I-H$ (ε^I_v) sînt negative și iau valori de $-4 \div -12\%$ cînd barele 1 și 3 sînt din același material (cazurile 1, 2, 3), respectiv de $-15 \div -18\%$ cînd barele 1 și 3 sînt din materiale diferite (cazurile 4, 5, 6).

Explicația este următoarea :

— cînd barele 1 și 3 sînt executate din fier moale (fără remanență) caracteristica de demagnetizare este mai apropiată de o dreaptă (fig. 4) și deci calculul în varianta $I-H$ (bazat pe liniarizare) nu poate fi prea departe de realitate ; în plus se verifică pe lîngă condiția pe frontieră (6) și condiția (4) — care altfel nu putea fi satisfăcută ;

— erorile de metodă în acest caz provin în special din nerespectarea condiției (5) privind întrefierul ; în adevăr, se vede că aceste erori scad cînd întrefierul se micșorează ;

— cînd barele 1 și 3 sînt din materiale diferite, condiția (4) nu mai poate fi îndeplinită ; aproximarea din figura 3 este mai grosieră și deci eroarea de metodă în varianta $I-H$ va crește (fapt confirmat de tabela 4) ;

— în varianta $I-H$ eroarea curbelor teoretice față de cele experimentale (ε^I_v) este negativă, deoarece se presupune că B_{3v} și H_{3v} variază proporțional în timp ; or din figura 3 se vede că, la o variație dată pentru H, pentru B corespunde în realitate o variație mai lentă decît pentru H. În al treilea rînd, construind grafic curbele respective în varianta $I-B$ (fig. 5, 7), se constată că cele două cazuri limită analizate, $I-H$ și $I-B$, încadrează perfect curba care dă variația experimentală a fluxului. Curba medie a celor două cazuri limită (care va da în varianta *I* precizie maximă) se abate foarte puțin față de curba experimentală (în limitele erorii de determinare), după cum se vede din tabela 3 și fig. 8. Acest lucru arată precizia bună care se poate obține în studiul fenomenelor tranzitorii, dacă neliniaritatea este luată în considerare în mod adecvat.

Tabela 4

Varianta	Caz / Mărime	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
Exper	T^*_{lv} [s]	0,253	0,286	0,402	0,174	0,186	0,198
	T^*_{av} [s]	0,255	0,292	0,397	0,173	0,188	0,193
	T^*_{ev} [s]	0,254	0,290	0,400	0,174	0,187	0,195
I-H	T^I_1 [s]	0,222	0,278	0,376	0,143	0,149	0,165
	ε^I_v %	−12,5	−4,14	−6	−17,8	−15	−15,4
III	T^{III}_1 [s]	0,175	0,220	0,300	0,0988	0,1085	0,119
	ε^{III}_v %	−31,2	−24,2	−25	−43,2	−42	−39

Trebuie reținut un ultim aspect ; deși cazurile (1), (2), (3) — corespunzînd barelor 1 și 3 executate din fier moale — duc, în varianta $I-H$, la erori mai mici decît cazurile (4), (5), (6), în ceea ce privește curba teoretică medie și curba experimentală diferențele sînt mai mici tocmai în cazurile (4), (5), (6) ! Însă, fierul moale avînd un ciclu de histerezis foarte subțire, în cazurile (1)—(2)—(3) pot apărea și erori experimentale suplimentare. În adevăr, permeametrul Iliovici dă erori mai mari la ridicarea curbelor de demagnetizare pentru aceste materiale ; în plus și jugul dispozitivului experimental (realizat din tole Armco) — care nu a fost considerat în calcule — va interveni totuși cu o pondere oarecare cînd restul circuitului magnetic este construit din materiale magnetice moi ca fierul fără remanență.

5. Concluzii

În lucrare s-a analizat regimul tranzitoriu, care apare la deconectarea bruscă a bobinei de excitație, în circuite magnetice neomogene ecranate cu simetrie cilindrică. Generalizînd unele date din literatură și considerînd într-o primă etapă circuitul magnetic nesaturat, se dezvoltă două variante de calcul în funcție de repartiția adoptată pentru inducția magnetică în fiecare mediu. Într-o a doua etapă se iau în considerație neliniaritatea și histerezisul (variantele notate

cu H) prin liniarizarea caracteristicii reale de demagnetizare și se obține un prim caz limită. În a treia etapă, folosind soluția anterioară și caracteristica reală de demagnetizare, se obține prin construcție grafică alt caz limită (notat cu B); se arată că aceste cazuri încadrează soluția reală și că media lor se apropie cel mai mult de realitate.

Pentru verificarea ipotezelor de calcul s-a trecut apoi la studiul experimental al circuitelor cu simetrie cilindrică. S-a construit un model experimental adecvat, pe care s-au realizat șase cazuri distincte care acoperă majoritatea situațiilor ce pot interveni în practică. Experiențele au arătat în primul rînd că varianta *II* (inducția în întrefier omogenă) și varianta aproximativă *III* (neglijarea curenților turbionari în fier) se abat mai mult de la realitate decît varianta *I* (conservarea inducției magnetice în lungul axei Oz). În al doilea rînd s-a văzut că, în limitele unor abateri medii de $\pm 3\%$, variația reală a fluxului magnetic este practic exponențială (așa cum rezultase teoretic). În al treilea rînd se arată că efectuînd calculele cu varianta *I-medie* (media dintre curbele $I-H$ și $I-B$) se obține o bună coincidență cu toate curbele experimentale, în limitele erorii de determinare (adică în medie $\pm 4\%$) și, totodată, se caută să se explice teoretic anumite abateri mai mari ale curbelor teoretice față de cele reale.

Dacă, din punct de vedere practic, rezultatul cel mai important este că la circuite ecranate fluxul variază în timp exponențial (adică se poate reține doar termenul fundamental din soluția exactă), din punct de vedere teoretic rezultă că — în special la întrefier mic — se poate folosi cu precizie suficientă pentru aplicații tehnice soluția din varianta $I-H$ care consideră un ecran fictiv extins pe întreaga lungime a circuitului magnetic și utilizează liniarizarea caracteristicii de demagnetizare între punctul inițial ($t = 0$) și final ($t = \infty$) de funcționare. Această soluție, care se reduce la calcule algebrice simple, va fi utilizată într-un viitor articol la studiul unor circuite magnetice mai complicate, fără simetrie cilindrică.

ANEXĂ

Simplificarea formei expresiilor $\mathfrak{R}^I(p)$; S_n^I; C_n^I

Din calcule rezultă expresia exactă [1]:

$$\mathfrak{R}^I(p) = -\beta' a\sqrt{-p}\cdot J_0(\alpha' a\sqrt{-p})\,[J_1(\beta' a\sqrt{-p})\,N_0(\beta' b\sqrt{-p}) - N_1(\beta' a\sqrt{-p})\,J_0(\beta' b\sqrt{-p})] - \frac{\sigma_2'}{\sigma_3}\cdot\alpha' a\sqrt{-p}\cdot J_1(\alpha' a\sqrt{-p})\,[J_0(\beta' b\sqrt{-p})\cdot N_0(\beta' a\sqrt{-p}) - N_0(\beta' b\sqrt{-p})\cdot J_0(\beta' a\sqrt{-p})]. \quad (I)$$

Se notează: $p = -k^2$; $\alpha' ak = x$; $\beta' ak = y$; $\beta' bk = z$; $\ln\frac{b}{a} = m$.

Dacă y și $z \leqslant 0{,}1-0{,}2$, atunci funcțiile respective pot fi dezvoltate în serie reținînd doar doi termeni. Se obține:

$$J_1(y)\,N_0(z) - N_1(y)\cdot J_0(z) = \frac{2}{\pi}\left\{J_1(y)\left[\left(\ln\frac{z}{2}+C\right)\cdot J_0(z) + \frac{z^2}{4} - \frac{3z^4}{128}\cdots\right] - J_0(z)\left[\left(\ln\frac{y}{2}+C\right)\cdot J_1(y) - \frac{1}{y} - \frac{y}{4} + \frac{5y^3}{64}\cdots\right]\right\} \cong \frac{2}{\pi}\left\{J_1(y)\,J_0(z)\ln\frac{z}{y} + J_1(y)\left[\frac{z^2}{4} - \frac{3z^4}{128}\right] + J_0(z)\left[\frac{1}{y} + \frac{y}{4} - \frac{5y^3}{64}\right]\right\} \cong \frac{1}{32\pi y}[z^4 - y^4(5+4m) + 4z^2y^2(1-2m) + 16y^2(1+2m) - 16z^2 + 64] \cong \frac{2}{\pi y} \quad (II)$$

dacă se are în vedere că z^4, y^4 și $z^2y^2 \ll 1$, iar $y^2(1+2m) - z^2 \cong 0$:

$$J_0(z)\,N_0(y) - N_0(z)\cdot J_0(y) = \frac{2}{\pi}\left\{J_0(z)\left[\left(\ln\frac{y}{2}+C\right)J_0(y) + \frac{y^2}{4} - \frac{3y^4}{128}\cdots\right] - J_0(y)\left[\left(\ln\frac{z}{2}+C\right)J_0(z) + \frac{z^2}{4} - \frac{3z^4}{128}\cdots\right]\right\} \cong \frac{2}{\pi}\left\{-J_0(z).J_0(y)\ln\frac{z}{y} + J_0(z)\left[\frac{y^2}{4} - \frac{3y^4}{128}\right] - J_0(y)\left[\frac{z^2}{4} - \frac{3z^4}{128}\right]\right\} \cong \frac{2}{\pi}\left[-m\left(1 - \frac{y^2}{4} - \frac{z^2}{4} + \frac{z^2y^2}{16}\right) + \frac{y^2}{4} - \frac{y^2z^2}{16} + \frac{y^2z^2}{16} - \frac{z^2}{4}\right] \cong -\frac{2}{\pi}m \quad (III)$$

aplicînd aceleași considerente ca mai sus.

Introducînd (II) și (III) în (I) se obține:

$$\mathfrak{R}^I(p) \cong \frac{2}{\pi}\left[-J_0(\alpha' a\sqrt{-p}) + \frac{\sigma_2'}{\sigma_3}m\cdot\alpha' a\sqrt{-p}\cdot J_1(\alpha' a\sqrt{-p})\right], \quad (IV)$$

$$S_n^I = -2\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}p}[\mathfrak{R}^I(p)]_{pn} \cong -\frac{4}{\pi}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}p}\left[-J_0(\alpha' a\sqrt{-p}) + \frac{\sigma_2'}{\sigma_3}\cdot m\cdot\alpha' a\sqrt{-p}\cdot J_1(\alpha' a\sqrt{-p})\right]_{pn} = \frac{2}{\pi}\left[\frac{\alpha' a}{k_n'}\cdot J_1(\alpha' ak_n') + \alpha'^2\cdot a^2\cdot m\cdot\frac{\sigma_2'}{\sigma_3}\cdot J_0(\alpha' ak_n')\right], \quad (V)$$

$$C_n^I = \left(\frac{2}{k' ak_n'}\right)^2\frac{1}{1 + (\alpha' ak_n')^2\left(\frac{\sigma_2'}{\sigma_3}\cdot m\right)^2}. \quad (VI)$$

LISTA DE SIMBOLURI ȘI NOTAȚII UTILIZATE

A_1, A_2, A_3 — constante de integrare operaționale;
$B_k\ (r, t)$ — inducția magnetică în mediul k; B_{kv} — componenta sa variabilă;
$B_{k0}, B_{k\infty}$ — valorile inducției magnetice la $t = 0$, respectiv $t = \infty$;
$C_1, C_2 \ldots C_n$ — amplitudinile relative ale termenilor din expresia fluxului magnetic;
E_k — intensitatea cîmpului electric în mediul k;
$\mathfrak{F}\ (p)$ — transformata Laplace a unei funcții original $f\ (t)$;
$H_k\ (r, t)$ — intensitatea cîmpului magnetic în mediul k; H_{kv} = componenta sa variabilă;
$H_{k0}, H_{k\infty}$ — valorile cîmpului magnetic la $t = 0$, $t = \infty$;
I_0 — curentul prin bobina de excitație la $t < 0$;
J_k — densitatea de curent în mediul k;
J_0, J_1, J_2 — funcții cilindrice de prima speță (Bessel);
N_0, N_1, N_2 — funcții cilindrice de a doua speță (Neumann);
$\mathfrak{K}\ (p)$ — expresii operaționale ce intervin la calculul constantelor de timp;
$S_1, S_2 \ldots S_n$ — notații simplificatoare ce intră în expresiile lui $C_1, C_2, \ldots, C_n$;
$T_1, T_2 \ldots T_n$ — constantele de timp ale termenilor din expresia fluxului magnetic;
U_0 — tensiunea de alimentare a bobinei la $t<0$;
Φ_f — flux magnetic fascicular;
Φ_0, Φ_∞ — valorile fluxului magnetic fascicular la $t = 0$, respectiv $t = \infty$;
a, b — razele interioară și exterioară ale ecranului cilindric;
$p_n = -k_n^2$ — rădăcina n-a a ecuației $\mathfrak{K}\ (p) = 0$;
p — variabila complexă folosită în calculul operațional;
r, φ, z — coordonate curbilinii cilindrice; $\overline{u}_r$, $\overline{u}_\varphi$, $\overline{u}_z$ — versorii respectivi;
l_k — lungimea axială a porțiunii (mediului) k;
σ_k — conductivitatea mediului k;
μ_k — permeabilitatea magnetică a mediului k;

$$\left.\begin{aligned} &\alpha^2 = \sigma_1\mu_1;\ \beta^2 = \sigma_2\mu_2;\ \gamma^2 = \sigma_3\mu_3 \\ &\alpha'^2 = \alpha^2\,\frac{1 + n_3}{1 + m_0 + m_3} \\ &\beta'^2 = \beta^2\,\frac{l_1}{l_1 + l_0 + l_3} \end{aligned}\right\}$$ notații ce intervin în argumentul funcțiilor cilindrice;

$$m = \ln\frac{b}{a};\quad m_0 = \frac{\mu_1 l_0}{\mu_0 l_1};\quad m_3 = \frac{\mu_1 l_3}{\mu_3 l_1};\quad n_3 = \frac{\sigma_3 l_3}{\sigma_1 l_1};$$

$k = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \delta$ — indice desemnînd cele 7 porțiuni ale circuitului magnetic;
$n = 1, 2, 3, \ldots$ — indice definind termenul de rang n din soluție;
$I, II, III, *$ — notații folosite la exponentul unor mărimi și arătînd varianta de calcul;
ε_v^* — abaterea curbei experimentale față de o exponențială;
ε_v^I — abaterea curbei teoretice (varianta $I-H$) față de cea experimentală.

Bibliografie

[1] *Cupșa, A.* Regimul tranzitoriu al inducției în cilindrii feromagnetici circulari ecranați. In: Studii și cercetări de electrotehnică și energetică, tom. **16**, nr. 3, 1966.

[2] *Cupșa, A.* Curenți turbionari tranzitorii în circuite magnetice neomogene ecranate. In: Studii și cercetări de electrotehnică și energetică, tom. **17**, nr. 3, 1967.

[3] *Cupșa, A.* Curenți variabili în medii feromagnetice neliniare. In: Electrotehnica, nr. 2, 1967.

[4] *Dunaevski, I.* Vlianie vihrevîh tokov na protess ustanovlenia potoka. In: Elektricestvo, nr. 2, 1951.

[5] *Ekelöf, S.* The representation by an equivalent winding of the eddy-currents in magnetic circuits. In: A.f.E., 3, 1964, p. 69.

[6] *Kasavamurthy, Rajagopalan.* Effects of eddy-currents on the rise and decay of flux in solid magnetic cores. In: Proceeding IEE, p C, vol. **109**, 1962, p. 63.

[7] *Papoulis, A.* Penetration of an electromagnetic wave into a ferromagnetic material. In. Journ. of Appl. Phys., vol. **25**, nr. 2, feb 1954.

[8] *Rüdenberg, R.* Transient performance of electric power systems. New York, Mc. Graw-Hill Co, 1950.

[9] *Subba Rao, V.* Equivalent circuit of solid iron core for impact excitation problems. In: Proceedings IEE, nr. 2, feb 1964, p. 349.

[10] *Subba Rao, V.* Nonlinear magnetization in thin ferromagnetic plate. In: Proceedings IEE, vol. **113**, nr. 6, iunie 1966.

[11] *Wagner, G.* Transients in magnetic systems. In: Electrical Engineering, vol. **53**, 1934.

[12] *Weber, E.* Field transients in magnetic systems. In: Transactions AIEE, vol. **50**, dec 1931, p. 1234.

[13] *Janke, Emde, Losch.* Tafeln Höherer Funktionen. Stuttgart, B. G. Teubner Verlagsschaft, 1960.

Studiul comportării dinamice a motoarelor sincrone funcție de parametrii sistemului de reglaj al excitației

Dumitru Creţu şi Mihu Bărgăoanu * — Bucureşti

CZ 621.313.323.013.82 : 621.3.016.35

1. Generalităţi

1.1. Sistemele de excitaţie şi reglaj automat al excitaţiei generatoarelor sincrone au cunoscut în ultimii 10—15 ani o dezvoltare impetuoasă, ca urmare a creşterii puterii grupurilor generatoare, a punerii la punct a redresoarelor uscate şi a tiristoarelor de mare putere, a maşinilor electrice amplificatoare şi amplistatelor. Extinderea sistemelor electroenergetice, prezenţa liniilor electrice lungi sau foarte încărcate şi tendinţele noi de asigurare maximă a economicităţii, siguranţei şi stabilităţii în exploatare, au influenţat dezvoltarea sistemului de excitaţie care a trebuit să acopere necesarul de putere sporit suplimentar de reglajul intens al excitaţiei şi să-şi mărească viteza de execuţie în condiţiile unui reglaj de precizie mărită. Regulatoarele de tensiune cu comandă după mai mulţi parametri: tensiune în combinaţie fie cu unghiul intern, alunecarea şi acceleraţia, fie cu curentul indus şi primele sale două derivate [1], [2] au devenit necesare în cazul în care regimul normal de funcţionare se apropia de limita de stabilitate.

Pentru motoarele sincrone, sistemele de excitaţie au evoluat în mai mică măsură deoarece puterile angajate erau mai mici şi problemele de stabilitate şi de oscilaţii puteau fi încă rezolvate clasic, prin mărirea momentului de inerţie şi prin supradimensionare generală. În ultimul timp, acţionările cu motoare sincrone au început să fie în mod exclusiv aplicate în agregatele cu funcţionare permanentă, de puteri mari şi foarte mari, la o viteză de rotaţie constantă, situaţie des întîlnită în industriile chimică şi metalurgică. În ţările puternic industrializate, industriile metalurgică şi chimică au devenit cele mai mari consumatoare de energie electrică [3]; cea mai mare parte a acestei energii este utilizată în acţionări electrice sincrone cu cuplu constant (turbo-compresoare), cu cuplu pulsatoriu (compresoare cu piston) sau cu cuplu variabil (laminoare); puterea curentă a acestor motoare sincrone este de 3—12 MW; în viitorul apropiat se întrevede o creştere a puterii pînă la 18—25 MW.

Printre problemele actuale ale acţionărilor sincrone cu sarcină puternic variabilă figurează perfecţionarea sistemului de excitaţie şi reglaj al excitaţiei, în vederea limitării şocurilor de curent din reţea şi a măririi stabilităţii dinamice a grupurilor, cu cheltuieli minime [4], [5].

Unele acţionări cu sarcină periodic variabilă utilizează procedeul numit „amortizare artificială", care constă în aplicarea, în excitaţia motorului sincron, a unei tensiuni periodice, care să crească cuplul electromagnetic pe seama fluxului inductor şi nu a curentului de sarcină [6].

Acţionările sincrone cu sarcină aleatoriu variabilă necesită în acest scop un studiu mai atent al legii de variaţie a curentului de excitaţie. Prin analogie cu situaţia de la generatoarele sincrone, unde şocurile de sarcină sînt, de asemenea, întîmplătoare, reglarea excitaţiei motoarelor sincrone după mai mulţi parametri ar putea să dea satisfacţie.

1.2. Utilizarea sistemelor de excitaţie cu comandă continuă după mai mulţi parametri face ca mărimile clasice folosite la caracterizarea performanţelor acestor sisteme în regim tranzitoriu — plafonul tensiunii, viteza iniţială şi viteza medie de creştere a tensiunii şi factorul de amplificare — să nu mai fie suficiente sau caracteristice pentru aprecierea tuturor schemelor folosite în practică [7]. Metodele analitice folosite în tehnica reglajului automat nu pot fi utilizate cu succes în analiza acestor sisteme de excitaţie, deoarece acestea din urmă prezintă multe reacţii complexe în care o mare pondere o au elementele neliniare.

De aceea, singura metodă concludentă de studiu al performanţelor şi eficacităţii sistemelor de excitaţie cu acţiune „intensă" rămîne metoda analogică, pe micromodele fizice sau pe modele electronice. În cazul de faţă s-a utilizat calculatorul electronic analogic MECAN-2.

1.3. În acest articol ne propunem să elucidăm unele probleme privind studiul sistemelor de excitaţie cu acţiune intensă, avînd drept parametri de comandă abaterea unghiului intern $\Delta\theta$ şi derivatele acestuia $D\theta$ şi $D^2\theta$ cu aplicaţie la motoarele sincrone cu şocuri de sarcină, în vederea măririi stabilităţii dinamice a acestora printr-o intensă amortizare artificială a oscilaţiilor lor.

2. Consideraţii preliminare

2.1. În acest articol s-au luat în considerare neliniarităţile reactanţei mutuale şi ale caracteristicii de magnetizare a maşinii sincrone; nu s-a considerat caracteristica neliniară a elementelor finale ale sistemului de excitaţie din considerentele următoare:

a) principial, nu mai aducea nimic nou şi

b) sistemele de excitaţie cu maşină survoltoare sau cu redresoare se încadrează cu funcţionarea în zona liniară.

* Ing. *D. Creţu* este adjunct şef de secţie la I.R.M.E. şi ing. *M. Bărgăoanu* este cercetător principal la Institutul de energetică al Academiei Republicii Socialiste România.

2.2. Studiile întreprinse asupra regulatoarelor cu acțiune intensă ce echipează generatoarele sincrone de mare putere au arătat eficiența lor atît în cazul folosirii curentului indus ca parametru de comandă, cît și a unghiului intern [4]. În cazul concret s-a considerat indicat să se înceapă studiul influenței reglajului intens al excitației asupra comportării dinamice a motorului sincron, utilizînd abaterea unghiului intern $\Delta\theta = \theta - \theta_0$, alunecarea $s = \frac{1}{\omega_s} D\theta$ și accelerația $D\omega = -D^2\theta$, ca urmare a faptului că acești parametri urmăresc cu fidelitate și proporțional însăși cauzele care provoacă regimul dinamic — variația rezultantei forțelor aplicate la arborele motor.

Se are în vedere, de asemenea, ca în studiile ulterioare să se utilizeze ca parametru de comandă și curentul indus, pentru a se forma o imagine cît mai completă asupra acestei probleme.

3. Modelul matematic și schema analogică

3.1. Modelul matematic pornește de la ecuațiile lui Park, scrise în forma dată în [8], cărora li s-au adus modificări de scriere fie pentru o mai bună stabilizare a schemei analogice de pe calculator, fie impuse de regimurile ce trebuiau realizate. Sistemul de ecuații modelat este:

$$u_d = -U \sin\theta, \tag{1}$$

$$u_q = U \cos\theta, \tag{2}$$

$$D\Psi_d = u_d - r i_d + \Psi_q (1 - D\theta), \tag{3}$$

$$D\Psi_q = u_q - r i_q - \Psi_d (1 - D\theta), \tag{4}$$

$$i_d = \frac{\Psi_d - \Psi_{ad}}{\frac{x_{\sigma a}}{D}}, \tag{5}$$

$$i_q = \frac{\Psi_q}{z_q/D}, \tag{6}$$

$$i_e = \frac{\Psi_e - \Psi_{ad}}{x_{\sigma e}/D}, \tag{7}$$

$$i_d + i_e = \frac{k(\Psi_{ad})\,\Psi_{ad}}{x_{ad}/D} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\Psi_{ad}}{Z_{\sigma j}/D}, \tag{8}$$

$$D\Psi_e = i_e r_e - u_e, \tag{9}$$

$$u_e = \frac{k_u}{1 + D T_e} [u_{ee0} + k_\Delta \Delta\theta + k_1 D\theta + k_2 D^2\theta] \tag{10}$$

$$D^2\theta = \frac{1}{H}[m_r - (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)], \tag{11}$$

în care mărimile sînt scrise în unități relative; timpul se măsoară în radiani (timp sincron).

Această formă de prezentare permite, prin introducerea funcției $k(\Psi_{ad})$ și separarea reactanței de scăpări a indusului $x_{\sigma a}$, considerarea saturației circuitului magnetic principal. Funcția $k(\psi_{ad})$ reprezintă inversul caracteristicii de magnetizare. Aceste ecuații conțin o singură dată un factor neliniar (ecuația (8)) și deci pot fi modelate mai ușor. Faptul că i_d și i_e se calculează din cîte o diferență a două mărimi apropiate ca valoare constituie un dezavantaj, deoarece, teoretic, afectează precizia. Ecuația (10) reprezintă chiar legea de reglaj al excitației în care s-au neglijat toate constantele de timp ale elementelor de sesizare și s-a considerat numai constanta de timp a excitatoarei.

Termenii din paranteză corespund deci parametrilor de comandă a excitației și sînt, fiecare în parte, afectați de un coeficient dimensional. Ecuația (11) este ecuația de mișcare a rotorului unde cu H s-a notat constanta de inerție.

3.2. Modelul analogic realizat reproduce sistemul de ecuații (1)—(11), care, în general, urmărește schema-bloc din figura 5 a lucrării citate anterior [8]. Îmbunătățirile aduse privesc modul de realizare a produselor, introducerea blocului neliniar în circuitul reactanței x_{ad}, considerarea scăpărilor din indus pe axa longitudinală prin scăderea fluxului de scăpări $\Psi_{\sigma ad}$ din fluxul Ψ_d și renunțarea la componenta $x_{\sigma a/D}$ din reactanța operațională $x_{d/D}$ din schema amintită.

Modelul analogic complet este prezentat în figura 1.

Schema-bloc obținută e mai generală prin aceea că consideră saturația reactanței mutuale x_{ad} și reproduce mai fidel fenomenele electromagnetice pe axa longitudinală, ca urmare a faptului că modelează în ambele sensuri influența reciprocă dintre curenții din circuitele rotorului și statorului. În funcționare, schema s-a prezentat mai stabilă prin faptul că, în locul înmulțitoarelor cu constante parazite, s-au folosit multiplicatoare bazate pe funcții parabolice, cum și multiplicatoare cu servomotoare; din această cauză s-a adoptat și o relaxare importantă a timpului mașinii:

$$t = \frac{1}{157} \tau_m. \tag{12}$$

3.3. Valorile parametrilor utilizați în modelul analogic corespund unei mașini sincrone trifazate, în execuție specială de 24 KVA. Valorile inițiale ale fluxurilor Ψ_{d0} și Ψ_{q0}, alunecării $s = \frac{1}{\omega_s} D\theta$, unghiului intern θ (tensiunea la borne $U_b = U_{bn}$) corespund încărcării motorului sincron la sarcină permanentă $M_r = 0{,}5\ M_n$.

Desfășurarea fenomenului și eficiența sistemului de reglaj al excitației se urmăresc la schimbarea în salt a cuplului rezistent de la 0,5 M_n la 1,0 M_n.

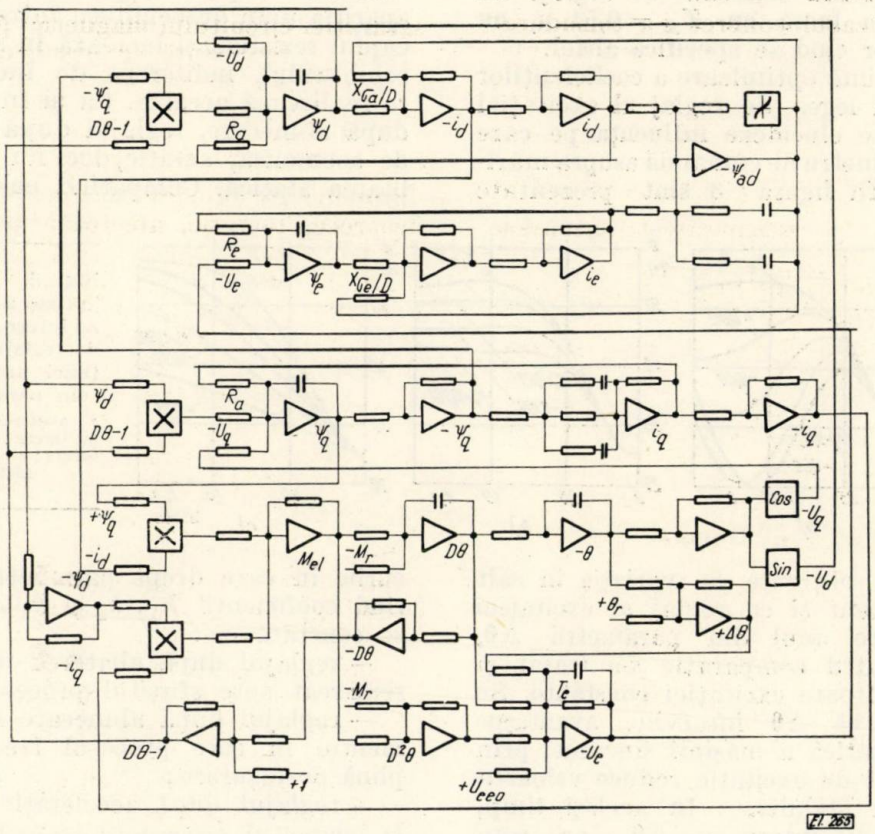


Fig. 1. Modelul analogic al motorului sincron și al sistemului de excitație.

4. Rezultate

4.1. Eficacitatea și calitatea reglajului sînt determinate nu numai de parametrii sistemului de reglare, ci și de parametrii obiectului supus reglării. În cazul nostru concret s-a căutat să se determine, calitativ și cantitativ, influența constantei de timp proprii a circuitului de excitație a motorului sincron T_{do} asupra desfășurării în timp a procesului dinamic în cazul cînd înfășurarea de excitație este alimentată de la o tensiune constantă. În figura 2 este prezentată o familie de curbe $\theta = f(t)$ pentru T_{do} considerat ca parametru. Perturbația regimului staționar constă în aplicarea în salt a unui cuplu rezistent $M_r = 0{,}5\ M_n$. Curbele demonstrează că, în lipsa oricărui reglaj, motorul sincron cu constanta de timp mai mare se comportă mai bine din punct de vedere dinamic, deci prezintă o rezervă de stabilitate dinamică intrinsecă mai mare. Aceasta se explică prin faptul că componenta continuă a curenților tranzitorii, care se induc în înfășurarea de excitație, se amortizează mai lent și, astfel, majorat, cuplul electromagnetic persistă timp mai îndelungat. În acest fel unghiul intern θ va avea amplitudinea primei oscilații cu atît mai mică cu cît T_{do} este mai mare. Peste o anumită valoare a constantei de timp respective, unghiul intern nu mai are oscilații și atinge asimptotic noua valoare finală. Deoarece constanta de timp este invers proporțională cu densitatea de curent adoptată (celelalte date rămînînd neschimbate) [9] rezultă că motoarele

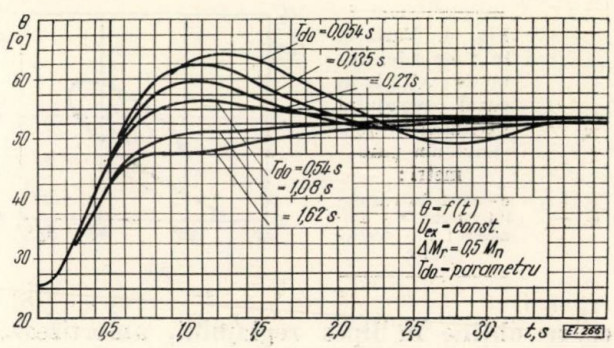


Fig. 2. Variația în timp a unghiului intern la creșterea bruscă a cuplului rezistent funcție de valoarea constantei de timp — T_{do} — pentru tensiunea de excitație constantă.

sincrone mai noi, cu răcirea intensă, avînd o densitate de curent în înfășurări mult mai mare decît motoarele mai vechi, se prezintă mai instabile; dacă se ia în considerare că, o dată cu mărirea solicitărilor specifice ale materialelor,

se reduce şi masa acestora la puteri date, urmează că această rezervă de stabilitate dinamică intrinsecă se reduce şi mai mult. Acest aspect implică şi mai multă atenţie la stabilirea soluţiilor privind sistemul de reglaj. În continuare se va lucra cu $T_{dc} = 0{,}54$ s, cu excepţia cazurilor cînd se specifică altfel.

4.2. După o primă optimizare a coeficienţilor k_Δ, k_1 şi k_2 din legea de reglaj al excitaţiei s-a urmărit să se elucideze influenţa pe care o are fiecare parametru de comandă asupra mărimii reglate, θ. În figura 3 sînt prezentate

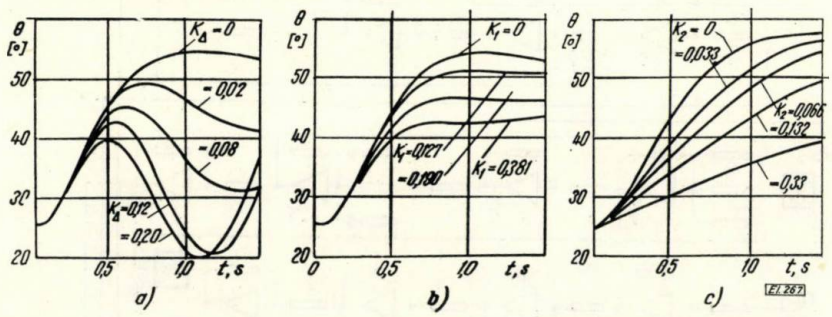


Fig. 3. Variaţia în timp a unghiului intern, funcţie de reglajul excitaţiei după unul din parametri: *a* – abaterea unghiului intern; *b* – alunecare; *c* – acceleraţie.

curbele $\theta = f(t)$, obţinute la variaţia în salt a cuplului rezistent şi cu reglaj al excitaţiei numai după cîte unul din parametrii $\Delta\theta$, $D\theta$ şi $D^2\theta$; pentru comparaţie s-a trasat şi curba corespunzătoare excitaţiei constante. Se observă astfel că $\Delta\theta$ intervine avantajos în stabilitatea statică a maşinii sincrone, prin faptul că aportul de excitaţie reduce valoarea unghiului intern stabilizat; în acelaşi timp, abaterea unghiului intern — $\Delta\theta$ — are consecinţe negative, importante, asupra stabilităţii dinamice, prin faptul că întreţine şi amplifică oscilaţiile care apar în circuitul închis sistem de excitaţie — maşină sincronă (fig. 3, *a*).

Comanda excitaţiei numai după alunecare (fig. 3, *b*) reduce amplitudinea oscilaţiei maxime

Reglajul excitaţiei după acceleraţie (fig. 3, *c*), datorită relaţiei liniare între acceleraţie şi forţă , corespunde reglajului după rezultanta forţei, deci a cauzei ce produce perturbaţia. Comanda după $D^2\theta$ intervine astfel numai la apariţia unui dezechilibru între cuplul motor şi cuplul rezistent şi lucrează în sensul restabilirii echilibrului, indiferent de încărcarea la care se realizează aceasta. Ca şi în cazul reglajului după alunecare, reglajul după acceleraţie este, de asemenea, astatic, deci nu afectează stabilitatea statică. Comparînd cele trei familii de curbe în care drept parametri au figurat pe rînd coeficienţii k_Δ, k_1 şi k_2 din ecuaţia (10) se constată că:

– reglajul după abaterea unghiului se face remarcat spre sfîrşitul procesului tranzitoriu;

– reglajul după alunecare intervine în momentul în care procesul tranzitoriu este în plină desfăşurare;

– reglajul după acceleraţie intervine chiar la începutul procesului tranzitoriu.

Rezultă, astfel, că un reglaj de calitate se poate realiza introducînd în mod corespunzător în legea de reglaj toţi aceşti parametri.

Aceleaşi concluzii se pot trage şi din examinarea curbelor din figurile 4 *a*, *b*, *c*, în care s-au prezentat curbele $U_e = f(\theta)$ cînd reglajul se

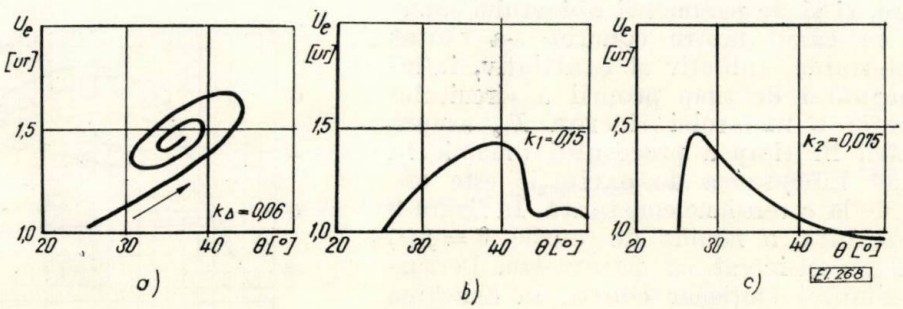


Fig. 4. Variaţia în timp a tensiunii de excitaţie în cazul reglajului excitaţiei după unul din parametri: *a* – abaterea unghiului intern; *b* – alunecare; *c* – acceleraţie.

ce se obţine în lipsa reglajului, amortizează relativ satisfăcător oscilaţiile provocate de perturbaţia amintită însă unghiul stabilizat nu suferă nici o modificare faţă de cazul absenţei oricărui reglaj. Reglajul după alunecare măreşte domeniul stabilităţii dinamice şi nu influenţează regimurile staţionare, fapt pentru care poate completa sau substitui (în afara pornirii în asincron) înfăşurarea de amortizare a maşinii sincrone.

face numai după unul dintre parametri. Plafonul excitaţiei diferit în cele trei cazuri e funcţie, în primul rînd, de valoarea coeficientului k_Δ, k_1 şi k_2 şi mai puţin de parametrul respectiv. Deoarece coeficienţii amintiţi au valori moderate, plafoanele necesare ale tensiunii de excitaţie rămîn în limite uzuale.

În figurile 5 şi 6 se prezintă curbele $U_e = f(\theta)$ şi $U_e = f(D\theta)$ pentru diferite valori ale coeficientului k_Δ şi, respectiv, k_1. În amîndouă

cazurile se constată că, pe măsură ce k_Δ şi k_1 capătă valori mai mari, tensiunea de excitaţie creşte, amplitudinea primei oscilaţii se micşorează, panta curbelor creşte şi se creează condiţii pentru apariţia de oscilaţii în continuare. Astfel, în figura 5, cu toate că prima oscilaţie se reduce ca amplitudine, pe măsură

Efectele pozitive pot fi în continuare îmbunătăţite dacă se efectuează o optimizare mai atentă a schemei de reglaj în concordanţă cu caracteristicile şi parametrii maşinii şi ai sarcinii acesteia.

Pentru prezentul studiu este indicat şi util să se urmărească tensiunea de excitaţie maxi-

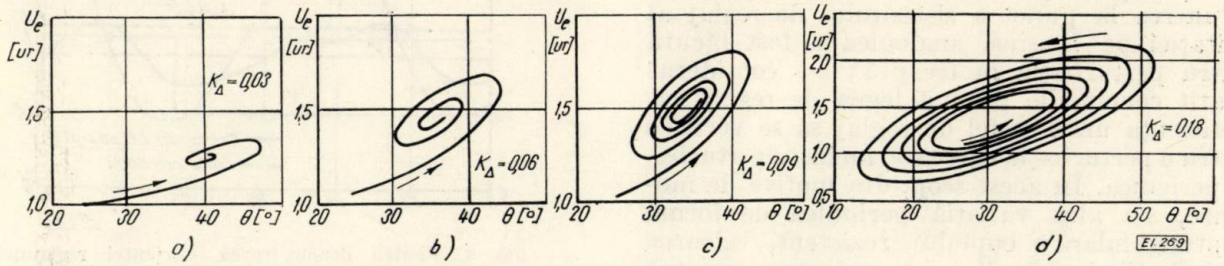
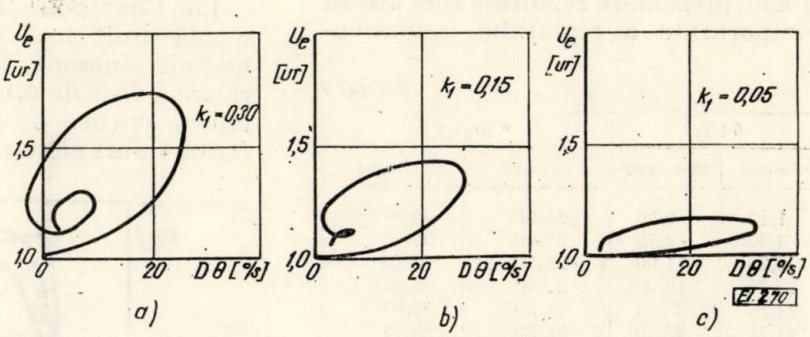


Fig. 5. Variaţia tensiunii de excitaţie, funcţie de unghiul intern, în cazul reglajului excitaţiei după abaterea unghiului intern pentru diferite valori ale coeficientului k_Δ.

Fig. 6. Variaţia tensiunii de excitaţie, funcţie de alunecare, în cazul reglajului excitaţiei după alunecare pentru diferite valori ale coeficientului k_1.



ce k creşte, oscilaţiile ulterioare se înmulţesc şi se amortizează din ce în ce mai greu, pentru ca în ultimul caz (fig. 5, *d*) să avem de-a face cu un proces lent şi ireversibil de ieşire din sincronism.

4.3. Introducerea concomitentă în legea de reglaj a tuturor parametrilor analizaţi are efecte pozitive. Deşi principiul superpoziţiei

mă, necesară a fi disponibilă la bornele înfăşurării inductoare pentru legea de reglaj adoptată şi pentru perturbaţia considerată anterior. În acest scop, stabilind pentru coeficienţii parametrilor de reglaj valorile $k_\Delta = 0{,}18$, $k_1 = 0{,}15$ şi $k_2 = 0{,}075$, s-a variat pe rînd cîte unul din coeficienţii amintiţi şi s-au înregistrat familiile de curbe $U_e = f(\theta)$ din figura 7.

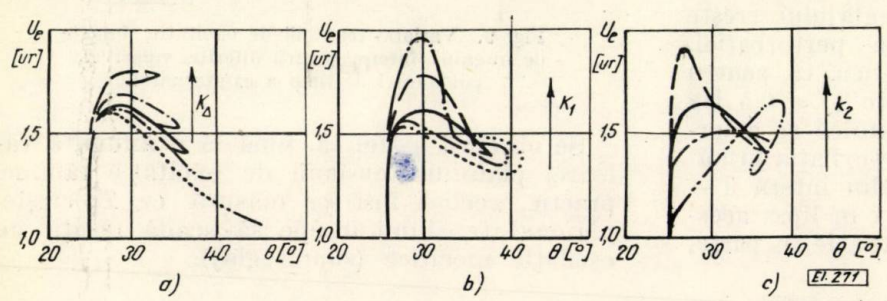


Fig. 7. Variaţia tensiunii de excitaţie, funcţie de unghiul intern, la creşterea bruscă a cuplului rezistent în cazul reglajului excitaţiei după unghi, alunecare şi acceleraţie pentru diferite valori ale coeficientului k_Δ (7, *a*), k_1 (7, *b*) şi k_2 (7, *c*).

nu se poate aplica întrutotul din cauza blocului neliniar din axa longitudinală, efectele reglajului după mai mulţi parametri nu contrazic aşteptările : prezenţa abaterii unghiului intern $-\Delta\theta$ — în legea de reglare reduce valoarea stabilizată a unghiului intern (fig. 7, *a*), introduce oscilaţii în procesul dinamic; ceilalţi doi parametri $D\theta$ şi $D^2\theta$ intervin puternic în stabilizarea proceselor dinamice micşorînd şi atenuînd simţitor oscilaţiile (figurile 7, *b* şi 7, *c*).

Curbele arată că pentru variaţii mari ale coeficienţilor, tensiunea maximă de excitaţie nu depăşeşte dublul tensiunii nominale. În toate cele trei familii de curbe se constată o creştere a tensiunii de excitaţie maxime în sensul creşterii oricăruia dintre coeficienţii respectivi. Se constată, de asemenea, că k_Δ influenţează valoarea staţionară a tensiunii U_e şi a unghiului intern θ, pe cînd k_1 şi k_2 nu afectează regimul staţionar.

4.4. Alegerea raţională a soluţiei de ansamblu a reglajului excitaţiei pentru un caz concret implică deci stabilirea corespunzătoare a valorii coeficienţilor astfel ca să existe un reglaj de calitate în condiţiile unui plafon minim posibil al excitaţiei, pentru că acesta poate fi limitator în anumite situaţii, atît din punct de vedere tehnic, cît şi din punct de vedere economic [10].

Punerea la punct a sistemului de reglaj al excitaţiei pe maşina analogică a fost făcută pentru perturbaţia în treaptă; s-a considerat că atît concluziile privind legea de reglaj, cît şi eficienţa unui astfel de reglaj să se verifice pentru o perturbaţie oarecare, inclusiv perturbaţia periodică. În acest scop, din motive de modelare, s-a ales variaţia periodică de formă dreptunghiulară a cuplului rezistent, valoarea minimă fiind 0,5 M_n, iar valoarea maximă fiind 1,0 M_n. S-a variat frecvenţa oscilaţiilor astfel ca aceasta să varieze în limite largi. În tabela 1 sînt prezentate rezultate care atestă influenţa importantă a reglajului asupra va-

Tabela 1

f, Hz	θ [°]		θ med, [°]	
	cu reglaj	fără reglaj	cu reglaj	fără reglaj
2,5	1,15	0,90	26,30	35,40
1,25	4,00	4,75	27,00	35,70
0,833	8,25	11,00	27,30	35,40
0,625	12,75	19,00	27,80	36,00
0,50	14,25	23,25	28,50	36,00
0,415	14,75	23,50	26,30	36,50

riaţiilor unghiului intern. Frecvenţa cuplului rezistent s-a adoptat corespunzător celor întîlnite în practică, $f = (0{,}4-2{,}5)$ Hz. Pentru motoarele sincrone ce deservesc laminoare, frecvenţa este mult mai mică însă în acest caz avantajele reglajului excitaţiei după abaterea unghiului intern, alunecare şi acceleraţie sînt evidente, deoarece eficienţa reglajului creşte pe măsură ce scade frecvenţa perturbaţiei. Din tabela 1 rezultă, de asemenea, că pentru frecvenţa sub o anumită valoare ($f \leqslant 0{,}5$ Hz în cazul nostru), procesele dinamice se amortizează înainte de a surveni perturbaţia următoare astfel că abaterile unghiului intern θ — atît în prezenţa reglajului, cît şi în lipsa acestuia — devin, pentru fiecare situaţie în parte, corespunzător staţionare.

În figura 8 s-au reprezentat variaţiile unghiului intern θ în absenţa (linia întreruptă cu punct) şi în prezenţa reglajului (linia continuă) pentru cazul cînd valoarea constantei de timp este $T_{do} = 0{,}2$ s. În primul caz, amplitudinea oscilaţiei unghiului θ în jurul valorii medii s-a obţinut de 23°, iar în al doilea caz, numai de 9°; se observă, de asemenea, că şi valoarea medie a unghiului intern în jurul căruia au loc oscilaţiile s-a redus de la 43°, cît era în primul caz, la 35° pentru al doilea caz. Aceste rezultate confirmă pe cele obţinute la perturbaţia în treaptă, atît în privinţa stabilităţii dinamice, cît şi în ceea ce priveşte regimul staţionar.

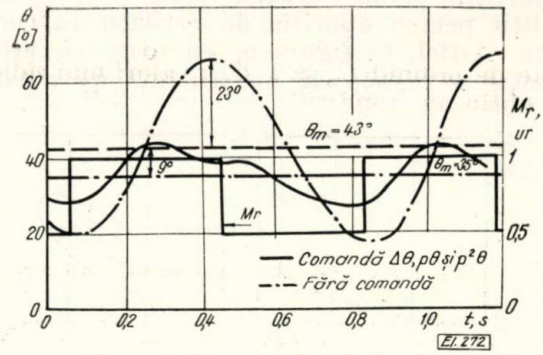


Fig. 8. Pentru demonstrarea eficienţei reglajului excitaţiei după unghi, alunecare şi acceleraţie la variaţii periodice, în dreptunghi, ale cuplului rezistent.

4.5. Constanta de timp a excitatoarei, de regulă mult mai mică decît constanta T_{do} a maşinii sincrone, în toate înregistrările anterioare a fost de 0,1 s. În figura 9 s-au reprodus cîteva curbe, $U_e = f(\theta)$, ridicate pentru diferite valori ale constantei T_e.

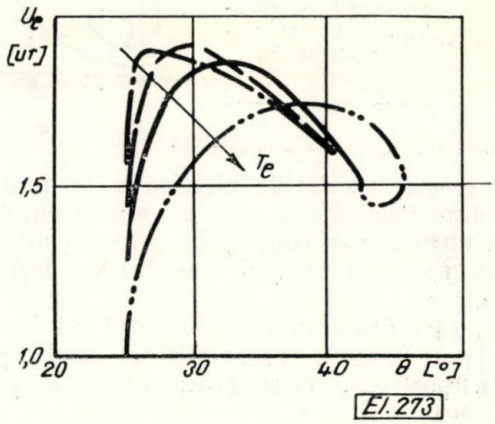


Fig. 9. Variaţia tensiunii de excitaţie, funcţie de unghiul intern, pentru diferite valori ale constantei de timp a excitatoarei.

Se observă astfel că, pînă la o anumită valoare, plafonul tensiunii de excitaţie rămîne, practic, acelaşi însă pe măsură ce T_e creşte, plafonul tensiunii începe să scadă însoţit de oscilaţii specifice (suprareglaj).

5. Concluzii

— Reglarea excitaţiei motoarelor sincrone cu sarcină întîmplător sau periodic variabilă cu comandă de la abaterea unghiului intern Δθ, alunecarea Dθ şi acceleraţia $D^2\theta$ măreşte substanţial stabilitatea lor dinamică şi statică.

— Prezenţa în legea de reglaj a abaterii unghiului intern reduce valoarea stabilizată a unghiului intern însă introduce oscilaţii în pro-

cesul dinamic; prezența alunecării și a accelerației în legea de reglaj nu afectează regimul staționar însă intervine puternic în procesele dinamice.

— Reglajul excitației după parametrii analizați necesită plafoane ale tensiunii de excitație de ordinul $U_e \approx 2\ U_{en}$; valori mai ridicate se obțin în condițiile în care coeficienții k_Δ, k_1 și k_2 au valori mari.

Bibliografie

[1] *Venicov, A. ș.a.* La regolazione „intensa" dell'eccitazione degli alternatori nelle seti di transporto. In: Energia Elettrica, vol. **38**, nr. 3, mart 1961, p. 260—265.

[2] *Smith, O. J. M.* Discuții la articolul H. E. Lokay, R. L. Bolger. In: Tr. IEEE. PAS, **84**, nr. 5, oct 1965.

[3] *Onișcenco, G. B* și *Samover, M. L.* Osnovnie napravlenia razvitia avtomatizirovanogo electricescogo privoda v himicescoi promișlennosti. In: Electricestvo, nr. 7,1965.

[4] *Glebov, I. A.* și *Loghinov, S. I.* Osnovnie napravlenia rabot v oblosti sistem vozbujdenia sinhronih dvigateli. In: Elektricestvo, nr. 11, 1965.

[5] *Borodina, I. V.* ș.a. Opredelenie zapasov procatnih sinhronnih dvigatelei po dinamicescoi ustoicivosti, nagrevu i vliania na pitaiușciuiu seti. In: Electrotehnica, nr. 7, 1966, p. 643—750.

[6] *Fedulov, L. N.* ș.a. Iscustvennoe dempfirovanie sinhronnih mașin balșoi moșcinosti. In: Elektricestvo **81**, nr. 7, iul 1961, p. 13—18.

[7] *Crețu, D.* Studiu critic experimental al schemelor de forțare a excitației generatoarelor sincrone. In: St. cerc. energ. **10**, nr. 1, 1960, p. 145—158.

[8] *Bărgăoanu, M., Crețu, D., Oprișan, P.* și *Tătaru, N.* Modelarea analogică a motorului sincron în regimuri tranzitorii electromagnetice și dinamice. In: St. cerc. energ. **15**, nr. 1, 1965, p. 177—186.

[9] *Apetrei, C.* și *Crețu, D.* Le modelage des excitatrices. In: Revue d'Électrotehnique et d'Énergetique, 1958.

[10] *Apetrei, C.* Criterii pentru aprecierea tehnico-economică a schemelor de excitație a mașinilor sincrone. In: St. cerc. energ. **10**, nr. 1, 1960, p. 127—144.

Intrat în redacție la 13.2.1967

Determinarea raportului a două tensiuni continue folosind efectul magnetorezistiv la semiconductoare

Emilia Wagner și Gheorghe Constantin * — Timișoara

CZ 621.317.321.083.6 : 538.652

Pentru efectuarea unor operații de forma:

$$Z = a \frac{\prod_{i=1}^{n} X_i}{\prod_{i=1}^{m} Y_i} \qquad (1)$$

cu mașini analogice, se utilizează multiplicatoare, care efectuează operația în etape mai simple.

De obicei, se modelează funcțiile:

$$Z = a X_1 X_2;\ Z = a \frac{X_1}{Y_1};\ Z = a \frac{X_1 X_2}{Y_1}, \qquad (2)$$

care, combinate, duc la relația de forma (1).

Unul dintre multiplicatoarele prezentate în literatură se bazează pe efectul Hall la semiconductoare. Înmulțirea se efectuează relativ simplu cu sonda Hall, însă pentru împărțire sînt necesare scheme mai complicate, cu amplificatoare intermediare [2].

Operația de înmulțire sau împărțire poate fi efectuată și cu ajutorul efectului magnetorezistiv la semiconductoare (efect Gauss). Aplicarea lui prezintă o serie de avantaje față de efectul Hall. Sînt cunoscute mai multe scheme de înmulțire bazate pe acest efect [3]—[5].

În prezenta lucrare se dă o schemă originală pentru modelarea operației de împărțire $Z = a \frac{X_1}{Y_1}$, folosind efectul magnetorezistiv.

Efectul magnetorezistiv

Efectul magnetorezistiv apare în plăcuța semiconductoare introduse într-un cîmp magnetic și constă în variația rezistenței electrice a plăcuței în funcție de inducția magnetică B. În literatură este dedusă expresia pentru variația rezistenței cu inducția pentru anumite cazuri, fiind prezentate și curbe obținute experimental, care confirmă concluziile teoretice [1]—[4]. Variația rezistenței depinde de materialul semiconductor și de forma geometrică

* Ing. *E. Wagner* este șef de lucrări la Institutul politehnic din Timișoara, iar ing. *Gh. Constantin* este asistent la același institut.

a plăcuței. Se arată că, la o plăcuță semiconductoare dreptunghiulară, rezistența variază pă-

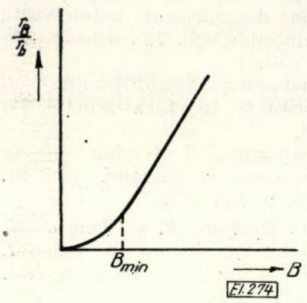


Fig. 1. Curba de variație a rezistenței unei plăcuțe semiconductoare cu inducția.

tratic pentru valori mici ale inducției, adică :

$$r_B = r_0 (1 + k B^2),$$

iar la inducții mari variația este liniară :

$$r_B = r_0' (1 + k' B).$$

Operația de împărțire folosind efectul magnetorezistiv

Împărțirea se efectuează cu schema din figura 2. Plăcuța semiconductoare se introduce în întrefierul unui circuit magnetic cu două bobine de magnetizare, conectate în opoziție și alimentate cu două tensiuni continue.

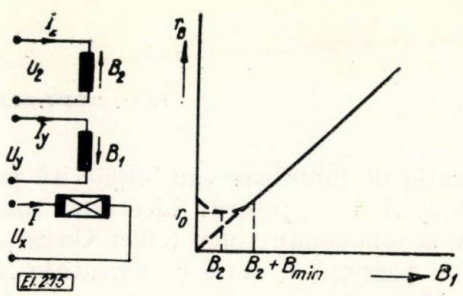


Fig. 2. Schema de împărțire.

În întrefier se obține un cîmp magnetic rezultant de inducția $B = B_1 - B_2$. Pentru porțiunea liniară de variație a rezistenței cu inducția avem :

$$r_B = r_0' [1 + k' (B_1 - B_2)].$$

Inducția B_2 se alege astfel ca :

$$r_0' = r_0' k' B_2,$$

adică : $B_2 = \frac{1}{k'}$

și în acest caz rezultă :

$$r_B = r_0' k' B_1.$$

Rezistența plăcuței variază liniar cu inducția B_1, la valorile $B_1 > B_2 + B_{min}$, în care B_{min} este valoarea minimă a inducției de la care rezistența variază liniar. Cîmpul magnetic de inducție B_2 este constant și se alege funcție de caracteristica plăcuței semiconductoare : poate fi deci realizat și cu un magnet permanent în loc de bobină de magnetizare.

Plăcuța semiconductoare se alimentează de la o tensiune continuă de valoare U_X și curentul din plăcuță rezultă :

$$I = \frac{U_X}{r_B} = \frac{U_X}{r_0' k B_1}. \quad (3)$$

Circuitul magnetic se dimensionează astfel încît punctele de funcționare să fie pe porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare, adică :

$$B_1 = I_Y - U_Y.$$

Cu aceste considerente rezultă că în circuitul sondei se stabilește un curent proporțional cu raportul dintre tensiunea de alimenatare a plăcuței și tensiunea aplicată la bobina de magnetizare :

$$I = C \frac{U_X}{U_Y}. \quad (4)$$

Schema propusă permite deci modelarea funcției $Z = a \frac{X_1}{Y_1}$, în care X_1 și Y_1 sînt tensiunile U_X și U_Y.

Ordinul de mărime al tensiunilor U_X și U_Y pentru care se efectuează împărțirea este funcție de caracteristica plăcuței semiconductoare și de circuitul magnetic. Este avantajos ca rezistența plăcuței să fie mai mare pentru a putea lucra și cu tensiuni U_X mai mari. Montajul poate fi alimentat printr-un potențiometru pentru a micșora tensiunea U_X aplicată plăcuței. Potențiometrul trebuie dimensionat corespunzător pentru ca U_X să nu varieze cu rezistența plăcuței semiconductoare, adică rezistența potențiometrului trebuie să fie mult mai mică decît a plăcuței.

Domeniul de împărțire este limitat inferior la valoarea tensiunii U_Y care corespunde la $B_2 + B_{min}$. Pentru a micșora această inducție este bine ca domeniul în care rezistența plăcuței variază pătratic să fie cît mai mic, iar k' din $r_B = r_0' (1 + k' B)$ să fie cît mai mare, adică variația rezistenței cu inducția magnetică să fie cît mai pronunțată. La o caracteristică adecvată se poate obține $B_2 = 0$. Trebuie menționat că la toate schemele de împărțire există un domeniu în care funcționarea lor nu este corectă.

Limita superioară pentru tensiunea U_y depinde de circuitul magnetic, adică de inducția pînă la care caracteristica de magnetizare este liniară.

Rezultate experimentale

Pentru schema propusă s-a utilizat o plăcuță semiconductoare de InSb de dimensiunile 2x5x 0,2 mm³. Rezistența plăcuței semiconductoare cu firele de legătură și cu o rezistență de 0,01 Ω,

introdusă pentru măsurarea curentului cu un galvanometru conectat la bornele ei, a fost de 0,124 Ω. Curba de variaţie a rezistenţei cu inducţia este prezentată în figura 3. Din această caracteristică s-a calculat $r'_0 = 0{,}082\ \Omega$; $k' = 5{,}52$ şi a rezultat $B_2 = 0{,}1810$ T.

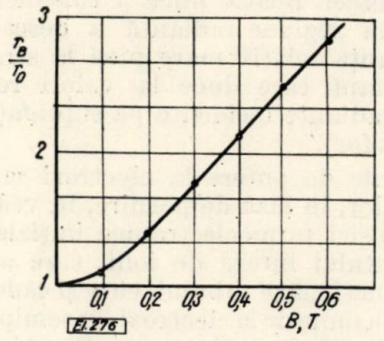


Fig. 3. Curba de variaţie a rezistenţei la sonda de InSb folosită.

Schema de împărţire a fost efectuată cu $U_X = 13{,}5$ mV şi U_y, respectiv B_1 variabil. Curba de variaţie a curentului I în funcţie de $B_1 = U_Y$ este prezentată în figura 4. Pentru verificare s-a calculat $\frac{1}{I}$ şi s-a obţinut o dreaptă.

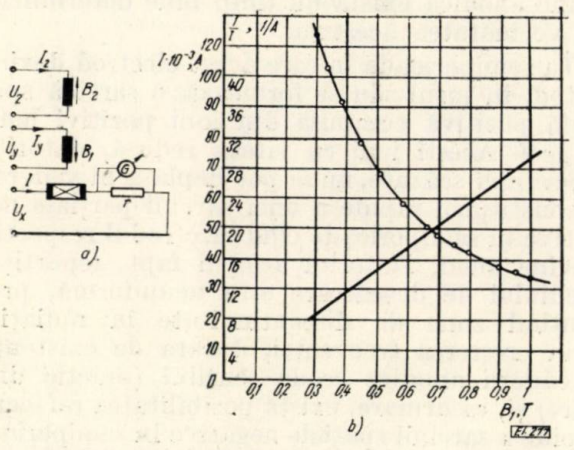


Fig. 4. Schema realizată experimental şi rezultatele obţinute.

Domeniul de împărţire pentru montajul folosit este de la 0,3—1 T.

S-a verificat, de asemenea, dependenţa liniară a curentului I de tensiunea U_X.

Erorile obţinute la împărţire au fost sub 1%.

Domeniul de împărţire poate fi mărit prin folosirea unui material de rezistenţă şi k mai mare. Dacă se lucrează cu o plăcuţă semiconductoare de InSb cu rezistenţa de ordinul sutelor de ohmi (Mistor) cu o caracteristică liniară de la 0,1—50 T [7], U_X poate fi mărit la ordinul volţilor şi domeniul de împărţire creşte considerabil. Pentru măsurarea curentului se poate folosi în acest caz un ampermetru.

Concluzii

1. Montajul propus se evidenţiază prin simplitate. Necesită o singură plăcuţă semiconductoare cu un circuit magnetic, spre deosebire de montajul de inversare, respectiv de obţinerea raportului a două tensiuni cu sonda Hall, unde se folosesc două sonde Hall şi un amplificator diferenţial.

2. Sonda se realizează mai simplu numai cu două contacte şi nu necesită montaje de compensare a tensiunii de zero.

3. Combinarea montajului cu o sondă Hall permite realizarea operaţiei $Z = a\frac{X_1 X_2}{Y_1}$ fără a necesita amplificatoare intermediare.

4. Domeniul de împărţire poate fi foarte mare dacă se folosesc sonde Gauss şi circuite magnetice corespunzătoare.

5. Erorile obţinute sînt sub 1% şi durata de funcţionare este, practic, nelimitată.

Bibliografie

[1] *Lippmann, V. H.* şi *Kuhrt, F.* Der Geometrieeinfluss auf den transversalen magnetischen Widerstandseffect bei rechteckförmingen Halbleiterplatten. In: Zeitschrift für Naturforschung, nr. 13 a, 1958.

[2] *Bogomolov.* Ustroistva s datcikami i Holla i datcikami magnitosoprotivlenie. Moscova, Gosenergoizdat, 1961.

[3] *Wieder, H. H.* Solid state multipliers for servosystems. In: Electronics, nov 1965.

[4] *Kataoka, S.* Multiplying action of the magnetoresistance effect in semiconductors and its application to power measurements. In: Proc. Inst. Electr. Engrs, nr. 11, 1964.

[5] *Sun, S. F.* Magnetoresistance, better then Halleffekt multipliers. In: Electronics, aprilie 1964.

[6] *Mazurov, M. F.* O nekotorih primenenia galvanomegnitnih effecta v poluprovodnikaj. In: Avtomatika i telemekanika, nr. 10, 1962.

[7] * * * Magnetoresistance effect. In: Electronics, nov 1965.

Intrat în redacţie la 10.IX.1966

Considerații asupra măririi eficacității luminoase a tuburilor fluorescente în cazul alimentării cu tensiuni cu frecvență ridicată

Silviu Pușcașu * — Craiova

CZ 621.327.42.026.4 : 535.241.41

1. Avantajele alimentării tuburilor fluorescente cu tensiuni cu frecvență ridicată

Cerințele actuale ale unui bun sistem de iluminat impun obținerea unor eficacități luminoase sporite ale diferitelor tipuri de izvoare luminoase, fapt determinat de necesitatea obținerii, pe de o parte, a unor iluminări medii pe planul de lucru relativ ridicate, iar pe de altă parte, în vederea realizării unor surse luminoase economice (cu flux luminos mare la o putere absorbită relativ mică). În [1] s-au arătat căile pe care se acționează în prezent, în vederea obținerii unor eficacități luminoase sporite ale diferitelor tipuri de izvoare de lumină. Un caz particular îl constituie tuburile fluorescente clasice a căror eficacitate luminoasă poate fi sporită, în mod sensibil, în cazul în care ele se alimentează la o frecvență ridicată (gama de la 50 Hz la 20 kHz), fără a li se modifica parametrii constructivi. Alimentarea tuburilor fluorescente cu tensiuni cu frecvențe ridicate prezintă, în afara avantajului arătat, și altele, și anume :

— elimină, parțial sau total, pîlpîirea care duce la apariția fenomenului stroboscopic ;

— permite utilizarea unor balasturi cu gabarit mai redus și greutate mai mică ;

— pierderile de putere în lampă și în elementele anexă se micșorează ;

— crește durata de funcționare a tuburilor.

Evident că alimentarea lămpilor fluorescente cu tensiuni de frecvențe ridicate prezintă și unele dezavantaje, dintre care cele mai importante par că sînt complexitatea și prețul de cost încă ridicat al surselor de alimentare. În acest articol se vor face referiri la unele aspecte ale influenței frecvenței tensiunii de alimentare asupra eficacității luminoase a tuburilor fluorescente.

2. Cum se poate explica creșterea eficacității luminoase prin creșterea frecvenței tensiunii de alimentare

Printre cauzele principale ale valorii încă scăzute a eficacității luminoase, în cazul alimentării cu tensiuni de frecvență mică (50 Hz), se menționează :

— pierderile de putere la electrozi ;

— secțiunea relativ mică a coloanei pozitive (principala regiune radiantă a descărcării) și deci distanța relativ mare pînă la stratul fluorescent (fapt care duce la valori reduse ale energiei radiante incidente pe suprafața stratului luminofor).

Pierderile de putere la electrozi se datoresc încălzirii lor, în faza de pornire, în vederea realizării emisiei termoelectronice inițiale și bombardamentului intens de ioni, care are loc în timpul funcționării tubului, cum și căderile anodice de tensiune de la electrozi, în semiperioadele în care electrozii devin anozi. Pierderile datorită încălzirii electrozilor, în faza de pornire, cum și cele datorită bombardamentului electrozilor, pot fi reduse doar în foarte mică măsură prin mărirea frecvenței tensiunii de alimentare a tubului ; în schimb, se pare că cele datorită căderilor de tensiune anodică pot fi reduse în mod sensibil.

Într-adevăr, la frecvențe relativ scăzute, cînd unul dintre electrozi este anod, căderea de tensiune anodică există un timp bine determinat, în vecinătatea acestuia.

În semiperioada în care acest electrod devine catod, în jurul său se formează o sarcină spațială pozitivă compusă din ioni pozitivi lenți și grei. Acești ioni cu viteza redusă, datorită frecvenței scăzute, nu se pot deplasa în vederea reconstituirii rapide a unei sarcini parțiale negative în semiperioada cînd electrodul respectiv devine anod. Datorită acestui fapt, repartiția mediului de descărcare este neuniformă, prezentînd zone de discontinuitate în radiație. Prin creșterea frecvenței, durata de existență a căderii anodice scade sensibil (practic dispare) și, ca urmare, există posibilitatea refacerii rapide a sarcinii spațiale negative în semiperioada în care electrodul este anod și deci se uniformizează, de-a lungul tubului, radiația întregei coloane de descărcare. Studii întreprinse de către H. Hehenkamp și J. I. Wilting [2] arată, de asemenea, că eficacitatea luminoasă poate fi mărită, la frecvențe ridicate, datorită unei dilatări transversale a coloanei pozitive. Aceasta se explică prin faptul că la frecvențe ridicate drumul liber mijlociu al ionilor și electronilor este mai mic, posibilitatea de ciocnire și deci și de excitare a atomilor și moleculelor este mai mare. Rezultă deci că starea de excitare și ionizare a mediului gazos din interior se extinde pînă aproape de stratul fluorescent dispus pe peretele interior al tubului, fapt care permite ca randamentul fenomenului de fluorescență să crească în mod simțitor.

* Conf. ing. *S. Pușcașu* este șef de catedră la Universitatea din Craiova.

3. Încercări experimentale asupra variației eficacității luminoase la funcționarea tuburilor fluorescente alimentate cu tensiuni de frecvență ridicată

Pentru determinarea variației relative a fluxului luminos și a eficacității luminoase, în funcție de frecvența tensiunii de alimentare, s-a folosit ca sursă un generator de audiofrecvență cu tensiuni variabile de la 0 la 10 V într-o bandă de frecvență de la 20 Hz la 20 kHz, tip TM 344 (TESLA-R. S. C.), a cărui tensiune de ieșire măsurată cu un voltmetru electronic a fost introdusă la intrarea unui amplificator final în contratimp, proiectat pentru o putere utilă, la ieșire, de 100 W (2 tuburi 6 L 6), la o tensiune în jur de 220 V (fig. 1). Pentru a separa ieșirea

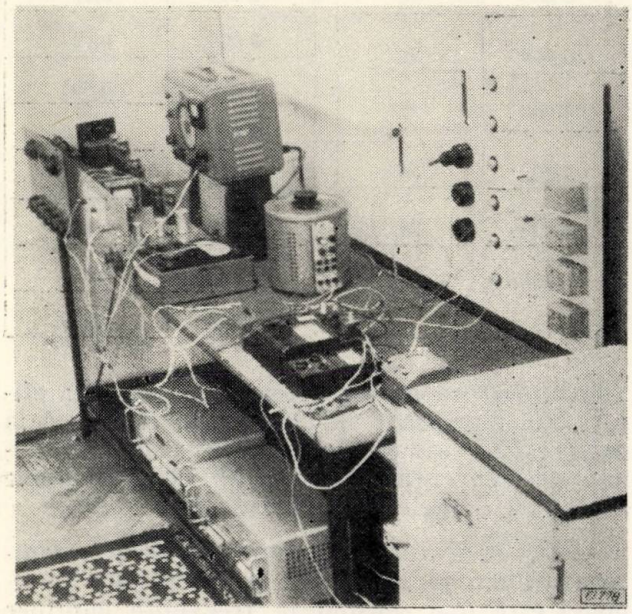


Fig. 1. Instalația pentru studiul experimental.

de sarcină și a realiza, în plus, o treaptă de reglare fină a tensiunii de audiofrecvență în limite relativ mari, s-a folosit un autotransformator reglabil. Nu s-a măsurat fluxul cu ajutorul unei sfere integratoare Ulbricht, datorită imposibilității de a introduce astfel de dispozitive în sistemele de răcire utilizate (un frigider Zill și altul Saratov). S-a măsurat, de fapt, variația relativă a fluxului luminos în raport cu o valoare corespunzătoare unei stări de referință.

Determinarea variației relative a fluxului luminos, emis de tub, în funcție de frecvența tensiunii de alimentare, se bazează, în cadrul acestor încercări experimentale, pe următoarele considerații: se știe că un tub fluorescent poate fi considerat ca o suprafață cilindrică perfect difuzată și că deci fluxul luminos emis de unitatea de lungime de tub este dat de relația:

$$\Phi' = \pi^2 I_{max}, \qquad (1)$$

în care I_{max} este intensitatea luminoasă în direcție normală a unității de lungime a tubului fluorescent. Datorită simetriei axiale a sistemului:

$$I_{max} = \text{const.} \qquad (5)$$

Fluxul total emis de tubul avînd lungimea l va fi:

$$\Phi = \pi^2 I_{max}\, l \qquad (3)$$

și deci, ținînd seamă de (2), rezultă că:

$$\Phi = K I_{max}. \qquad (4)$$

Se știe că, în condiții de similitudine, mărimile fotometrice sînt proporționale între ele și că deci, în particular:

$$E = K' I_{max} \qquad (5)$$

și ca urmare, ținînd seamă și de (4):

$$\Phi = K'' E \qquad (6)$$

(E este iluminarea medie a unei suprafețe oarecare, în cazul de față suprafața unei fotocelule cu seleniu).

Dacă se notează cu Φ_{50} fluxul luminos al tubului corespunzător alimentării cu tensiunea avînd frecvențe de 50 Hz și cu Φ_f fluxul luminos corespunzător alimentării cu tensiunea avînd frecvența f, atunci variația procentuală a fluxului luminos va fi:

$$\varepsilon_\Phi\,\% = \frac{\Phi_f - \Phi_{50}}{\Phi_{50}} 100. \qquad (7)$$

Întrucît eficacitatea luminoasă este raportul dintre fluxul luminos și puterea absorbită rezultă că și variația sa relativă va fi exprimată tot prin expresia (7). Ținînd seamă de (6), se mai poate scrie:

$$\varepsilon_\Phi\,\% = \frac{E_f - E_{50}}{E_{50}} 100.$$

Considerațiile expuse permițînd scrierea proporționalității între fluxurile luminoase totale Φ_{50}, respectiv Φ_f cu iluminările realizate E_{50} și E_f, sînt valabile în montajul experimental în care nu s-a schimbat nimic în condițiile de măsurare, cu excepția frecvenței tensiunii de alimentare. În special, de la o măsurare la alta trebuie conservată geometria instalației, situația suprafețelor învecinate, poziția receptorului de lumină cu ajutorul căruia se măsoară iluminările E_{50} și E_f. Această tehnică de măsurare permite determinarea variațiilor relative ale fluxului luminos prin măsurarea unor mărimi proporționale cu acestea.

Aici E_{50} este iluminarea măsurată la 50 Hz, iar E_f este iluminarea măsurată la o anumită frecvență f. Măsurarea iluminărilor s-a făcut cu ajutorul unui luxmetru cu celulă fotoelectrică

cu seleniu de tipul LMI (Karl Zeiss Jena), iar schema instalaţiei utilizate pentru încercări este reprezentată în figura 2. Temperatura din interiorul frigiderului s-a măsurat cu două termo-

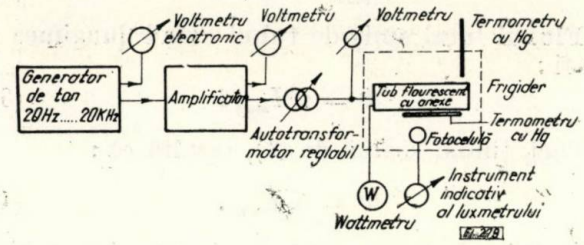


Fig. 2. Schema electrică a instalaţiei utilizate.

metre, unul cu rezervorul mercurului ataşat pe tub, iar altul cu rezervorul liber în mijlocul spaţiului din interiorul frigiderului. Frigiderul a fost bine etanşat şi nu a avut lampă cu incandescenţă pentru iluminat local.

Efectuîndu-se măsurători la temperatura mediului ambiant de + 28°C şi la + 5°C, s-au obţinut următoarele valori procentuale ale variaţiei eficacităţii luminoase în funcţie de alimentare (tabela 1).

Tabela 1

Frecvenţa, Hz	Temperatura mediului ambiant	
	variaţia eficacităţii luminoase, % la $\theta = +20°C$	variaţia eficacităţii luminoase, % la $\theta = +5°C$
50	100	+100
2 000	103,8	+116,8
3 000	115,5	+116,6
4 000	115,3	+117,0
5 000	123,7	+133,3
6 000	130,0	+141,0
7 000	134,6	+150,0
8 000	138,4	+150,0
9 000	139,2	+150,0

În tabela 2 se dă variaţia procentuală a eficacităţii luminoase în funcţie de frecvenţă la $\theta = +5°C$ în raport cu eficacitatea luminoasă la $f_0 = 50$ Hz şi $\theta = +28°C$.

La frecvenţe ridicate s-a lucrat cu balast capacitiv (condensator cu hîrtie), avînd valorile capacităţii date în tabela 3.

Desigur, se poate face observaţia corectă că celulele cu seleniu au o caracteristică de frecvenţă neliniară, mai ales de la circa 3000 Hz în sus, adică o dată cu creşterea frecvenţei sensibilitatea lor se micşorează. Aceasta, bineînţeles, impune o corecţie care, în tabela 3 nu s-a făcut. Faptul însă că totuşi la frecvenţe superioare se observă o creştere apreciabilă a fluxului luminos este cu atît mai mult subliniat prin procentul care ar mai trebui adăugat în plus dacă s-ar efectua corecţiile respective. Concluziile care urmează, sînt în acest caz, cu atît mai edificatoare.

Tabela 2

f, Hz	ε_Φ, %
50	100
2 000	26
3 000	26
4 000	28
5 000	30
6 000	32
7 000	34
8 000	34
9 000	34

Tabela 3

f, Hz	C, μF
200	1,9
500	0,76
800	0,475
1 000	0,38
2 000	0,19
3 000	0,126
4 000	0,095
5 000	0,076
6 000	0,063
7 000	0,054
8 000	0,047
9 000	0,042

În literatură nu este prezentată variaţia eficacităţii luminoase în funcţie de frecvenţă la temperaturi scăzute şi este puţin studiat domeniul de frecvenţă între 5 şi 10 kHz. Din cele arătate se desprind următoarele:

— atît la temparatura camerei, cît şi la temperaturi mai joase, sporul de eficacitate luminoasă este mai sensibil la frecvenţe cuprinse între 5 şi 10 kHz;

— între 7 kHz şi 10 kHz se obţine o creştere substanţială a eficacităţii luminoase;

— se ştie că la temperaturi mai scăzute ale mediului ambiant se obţin eficacităţi luminoase mult mai reduse decît la temperaturi mai ridicate. Astfel, la un tub de 20 W, la $f = 50$ Hz şi la $\theta = +5°C$, se obţine o eficacitate luminoasă aproximativ egală cu 26—27% din eficacitatea luminoasă la $\theta = +28°C$ şi $f = 50$ Hz.

În vederea evitării acestei scăderi accentuate a fluxlui luminos se închide tubul fluorescent în corpuri de iluminat etanşe, de o construcţie destul de robustă, cu greutate relativ mare şi costisitoare. Din tabela 2 se constată că în raport cu eficacitatea luminoasă, la $\theta = +28°C$ şi $f = 50$ Hz, la $\theta = +5°C$, dar la $f = 6000$ Hz, eficacitatea creşte de la circa 26—27% la peste 32 — 34%, deci cu peste 5—8%. În schimb, faţă de eficacitatea luminoasă la $\theta = +5°C$ şi $f = 50$ Hz, eficacitatea luminoasă la $\theta = +5°C$ şi la $f = 5000$ Hz creşte cu peste 40 — 50%.

Se poate deci studia posibilitatea eliminării corpurilor de iluminat foarte etanşe, greoaie şi costisitoare, prin utilizarea unei tensiuni de alimentare la frecvenţe ridicate (peste 5000 Hz).

Bibliografie

[1] *Puşcaşu, S.* Stadiul actual în obţinerea unor eficacităţi luminoase ridicate la izvoarele luminoase. In : Electrotehnica, nr. 2, februarie 1966, p. 51—53.

[2] *Hehenkamp, H.* şi *Willting, J. I.* Convertizori „curent continuu-alternativ" echipaţi cu transistori pentru alimentarea lămpilor fluorescente. In : Rev. techn. Philips **20**, 1958—1959, p. 353—357.

[3] *Toisson, M.* Convertizori cu transistori şi convertizori tiristori pentru iluminat. In : Révue Générale de l'électricité, nr. 12, decembrie 1965, p. 1073—1079.

[4] *Campbell, J. H.* New parameters for high frequency lichting systems. In : Illum. Eneng., tom **55**, mai 1960, p. 247—256.

Intrat în redacţie la 6.IX.1966

Impulsuri electrice date de detectoare de radiaţii cu dispozitive semiconductoare de formă cilindrică

Dorin N. Poenaru * — Bucureşti

CZ 621.382.2.014.13 : 621.317.39

1. Introducere

Pentru a obţine o eficacitate mare de detecţie a razelor gamma este necesar ca detectoarele Ge(Li) să aibă un volum sensibil mare. Deoarece grosimea regiunii compensate, realizabilă practic, este limitată la valori de ordinul centimetrului, este avantajos să se utilizeze dispozitive de formă cilindrică (fig. 1, *a* şi *b*) în locul celor de formă plană.

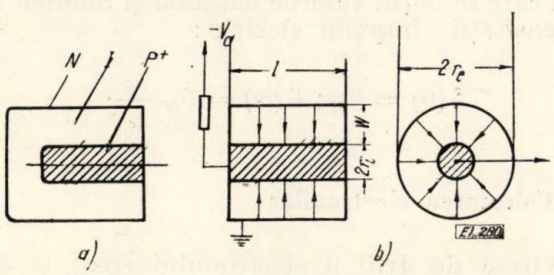


Fig. 1. Tipuri de detectoare coaxiale : *a*) pentru spectre energetice ; *b*) pentru aplicaţii temporale.

Experienţa a arătat [1], [2], [3], că, în aplicaţii temporale, este de preferat să se lucreze cu forma din figura 1, *b* care permite să se obţină rezoluţii temperale mai bune, deoarece dă o dispersie mai mică a timpului de colectare al purtătorilor de sarcină creaţi prin ionizare.

În această lucrare se studiază procesele elementare care duc la formarea impulsurilor de curent date de detectoare de formă coaxială (fig. 1,*b*) din Ge (Li) ca răspuns la radiaţii ionizante.

În ipoteza că s-a realizat o compensare uniformă în tot volumul detectorului (cu excepţia miezului central de tip P^+), pentru o valoare mică a tensiunii aplicate (V_a), regiunea cu cîmp electric se poate considera extinsă în acest volum. Dacă se neglijează efectele de margine, se ştie că potenţialul $\psi(r)$ şi intensitatea cîmpului electric $\mathcal{E}(r)$ sînt date de expresiile :

$$\psi(r) = \frac{-V}{\ln \frac{r_e}{r_i}} \ln \frac{r_e}{r}, \tag{1}$$

şi respectiv :

$$\mathcal{E}(r) = \mathcal{E}_M \cdot \frac{r_i}{r}, \tag{2}$$

unde :

$$\mathcal{E}_M = \frac{V_a}{r_i \ln \frac{r_e}{r_i}}. \tag{3}$$

În figura 2 s-au reprezentat grafic sub formă normată curbele $\frac{\psi}{V_a}\left(\frac{r}{r_i}\right)$ şi $\frac{\mathcal{E}}{\mathcal{E}_M}\left(\frac{r}{r_i}\right)$ pentru cazul în care $r_e = 2r_i$.

Detectoarele cu o astfel de distribuţie a cîmpului electric de colectare, vor fi numite detectoare de tip H (prescurtare de la hiperbolic) spre deosebire de detectoarele de tip U şi L [4], în care cîmpul electric este uniform şi respectiv liniar variabil.

Capacitatea detectorului de lungime l se poate calcula cu relaţia :

$$C = \frac{2\pi l \varepsilon}{\ln \frac{r_e}{r_i}}. \tag{4}$$

Cunoscînd distribuţia cîmpului electric de colectare se poate calcula expresia curentului in-

* *D. Poenaru* este inginer principal la I.F.A.

dus în circuitul exterior, datorită deplasării perechilor electron-gol create de radiaţii ionizante. Se va analiza pe rînd colectarea electronilor şi a golurilor create în anumite regiuni ale volumului

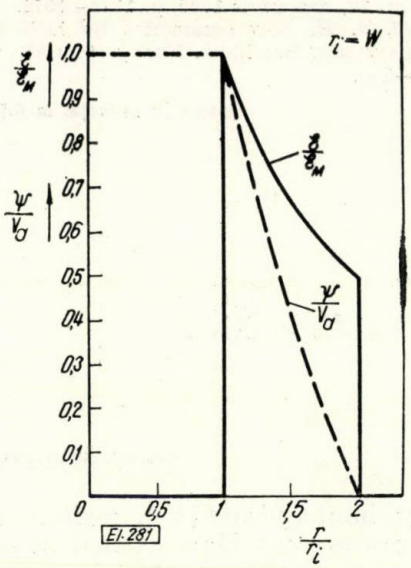


Fig. 2. Distribuţia cîmpului electric şi potenţialului într-un detector coaxial.

sensibil al detectorului. Se consideră că traiectoriile purtătorilor de sarcină sînt radiale. Se utilizează teorema lui Ramo-Jen [5] — [8], conform căreia acest curent se poate calcula cu expresia :

$$i = e\,\frac{\mathcal{E}(r)}{V_a}\cdot\frac{\mathrm{d}r}{\mathrm{d}t}, \tag{5}$$

valabilă pentru un cîmp electric $\mathcal{E}(r)$ staţionar.

Viteza purtătorilor de sarcină este dată de relaţia :

$$v(r) = \frac{\mathrm{d}r}{\mathrm{d}t} = \mu\,\mathcal{E}(r). \tag{6}$$

În Ge la temperatura de 77°K se poate considera [9] că golurile şi electronii au aceeaşi mobilitate $\mu_e = \mu_h = \mu$, care nu depinde de intensitatea cîmpului electric pînă la valori de ordinul 200 ÷ 500 V/cm. Peste 1 000 V/cm se poate considera $v = v_M$ — const.

Radiaţiile γ produc electroni care formează perechi electron-gol în tot volumul detectorului. În cazul în care aceste perechi sînt formate lîngă electrodul central (poziţia 1 din fig. 3, *a*) numai colectarea electronilor contribuie la formarea impulsurilor de curent, iar în cazul perechilor create lîngă electrodul marginal, golurile sînt colectate (poz. *2* din fig. 3, *a*). Doar într-o situaţie intermediară (poz. *3*) trebuie considerate ambele tipuri de purtători.

Deoarece interesează numai regiunea dintre electrozi $r_i \leqslant r \leqslant r_2 = r_i + w$ este convenabil să se facă o translaţie de axe astfel ca originea noului sistem de coordonate să fie situată în

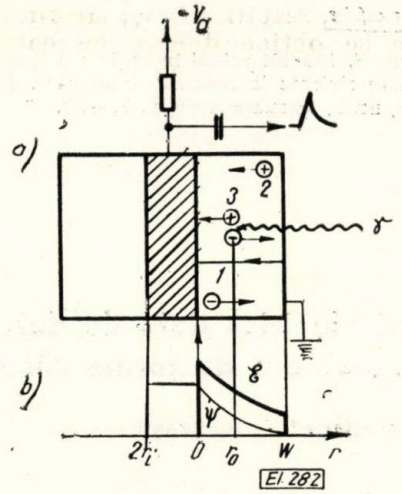


Fig. 3. Secţiune printr-un detector coaxial (*a*) şi distribuţia cîmpului electric corespunzătoare (*b*).

punctul $r = r_i$ (fig. 3, *b*). În acest sistem expresia (2) a cîmpului electric devine :

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_M\,\frac{r_i}{r + r_i}. \tag{2'}$$

din care se obţin valorile maximă şi minimă ale intensităţii cîmpului electric :

$$\mathcal{E}(0) = \mathcal{E}_M;\ \mathcal{E}(w) = \mathcal{E}_M\,\frac{r_i}{r_e}.$$

2. Colectarea electronilor

Viteza de drift a electronului creat la distanţa $r = r_0$, care parcurge distanţa $w - r_0$ în sens pozitiv este dată în relaţia (6) şi (2') :

$$\frac{\mathrm{d}r}{\mathrm{d}t} = \mu_e\,\mathcal{E}_M\,\frac{r_i}{r + r_i}. \tag{7}$$

Separînd variabilele şi integrînd :

$$\int_{r_0}^{r} (r + r_i)\,\mathrm{d}r = \int_0^t \mu_e\,\mathcal{E}_M\,r_i\,\mathrm{d}t, \tag{8}$$

se obţine o ecuaţie de gradul doi în r. Alegînd soluţia pozitivă, rezultă :

$$r(t) = \sqrt{(r_i + r_0)^2 + 2\mu_e\,\mathcal{E}_M\,r_i\,t} - r_i, \tag{9}$$

sau notînd constanta de timp :

$$\tau_e \equiv \frac{r_i}{2\mu_e\,\mathcal{E}_M} = \frac{r_i^2}{2\mu_e\,V_a}\ln\frac{r_e}{r_i}, \tag{10}$$

expresia (9) se poate pune sub formă normată :

$$\frac{r}{r_i} = \sqrt{\left(1+\frac{r_0}{r_i}\right)^2 + \frac{t}{\tau_e}} - 1. \qquad (9')$$

Pentru $t = 0$, rezultă $r = r_0$, iar din condiția $r(\tau_{ie}) = w$ se obține durata de colectare a electronului :

$$\tau_{ie} = \tau_e \frac{r_e^2 - (r_i + r_0)^2}{r_i^2} = \frac{r_e^2 - (r_i + r_0)^2}{2\mu_e V_a} \ln \frac{r_e}{r_i}, \qquad (11)$$

care este maximă pentru $r_0 = 0$. (poz. 1 din fig. 3) și nulă pentru $r_0 = w$ (poz. 2 din fig.3).

Forma și amplitudinea impulsului de curent se calculează cu ajutorul relației (5) și (9').

Se obține :

$$\frac{i_e(t)}{I_e} = \frac{1}{\left(1+\frac{r_0}{r_i}\right)^2 + \frac{t}{\tau_e}}, \qquad (12)$$

expresie valabilă pentru $0 < t < \tau_{ie}$, din care se vede că valoarea instantanee a curentului scade în timp, deoarece purtătorul de sarcină este încetinit (parcurge un drum pe care cîmpul electric este scăzător).

Amplitudinea acestui impuls este deci :

$$i_e(0) = I_e \left(\frac{r_i}{r_0 + r_i}\right)^2, \qquad (13)$$

unde amplitudinea maximă :

$$I_e = \frac{e}{2\tau_e} \cdot \frac{r_i \mathcal{E}_M}{V_a} = \frac{e\mu_e \mathcal{E}_M^2}{V_a} = \frac{e\mu_e V_a}{r_i^2} \cdot \frac{1}{\left(\ln \frac{r_e}{r_i}\right)^2}, \qquad (14)$$

se obține pentru $r_0 = 0$.

La $t = \tau_{ie}$:

$$i_e(\tau_{ie}) = I_e \left(\frac{r_i}{r_e}\right)^2, \qquad (15)$$

deci valoarea finală nu depinde de r_0.

Impulsul de sarcină este dat de integrala :

$$q_e(t) = \int_0^t i_e(t)\,dt = e \frac{1}{\ln\left(\frac{r_e}{r_i}\right)^2} \ln \frac{\left(1+\frac{r_0}{r_i}\right)^2 + \frac{t}{\tau_e}}{\left(1+\frac{r_0}{r_i}\right)^2} \qquad (16)$$

și pentru $t = \tau_{ie}$ rezultă :

$$q_e(\tau_{ie}) = e \frac{\ln \frac{r_e}{(r_i + r_0)}}{\ln\left(\frac{r_e}{r_i}\right)}. \qquad (17)$$

Impulsul de tensiune $u(t)$ datorat integrării pe o capacitate totală C este :

$$u_e(t) = \frac{q_e(t)}{C}, \qquad (18)$$

deci :

$$\frac{u_e(t)}{U_e} = \frac{q_e(t)}{e}, \qquad (19)$$

unde :

$$U_e = \frac{e}{C}. \qquad (20)$$

În figura 4 s-a reprezentat forma impulsului de curent și sarcina electrică (tensiune) pentru cazul $r_0 = 0$ și $r_e = 2r_i = 2w$.

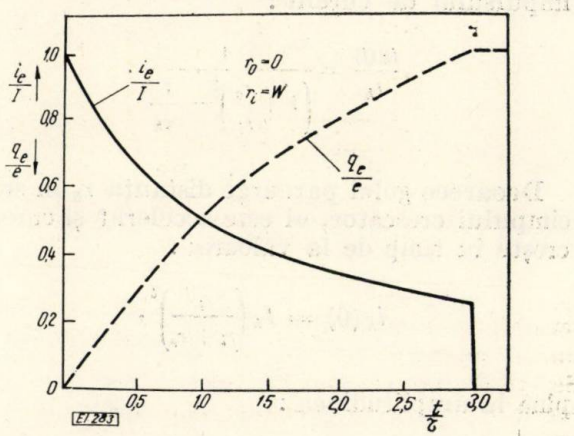


Fig. 4. Impulsul de curent și de sarcină electrică obținut prin colectarea unui electron într-un detector coaxial.

3. Colectarea golurilor

Un gol creat în punctul $r = r_0$ parcurge distanța r_0, în sensul descrescător al lui r, deci relația analogă cu (7) se scrie în acest caz :

$$-\frac{dr}{dt} = \mu_h \mathcal{E}_M \frac{r_i}{r + r_i}. \qquad (21)$$

Prin integrare :

$$-\int_{r0}^{r} (r + r_i)\,dr = \int_0^t \mu_h \mathcal{E}_M r_i\,dt, \qquad (22)$$

și după transformări simple avem :

$$\frac{r(t)}{r_i} = \sqrt{\left(1+\frac{r_0}{r_i}\right)^2 - \frac{t}{\tau_h}} - 1, \qquad (23)$$

unde s-a notat cu τ_h constanta de timp :

$$\tau_h = \frac{r_i}{2\mu_h \mathcal{E}_M} = \frac{r_i^2}{2\mu_h V_a} \ln \frac{r_e}{r_i}, \qquad (24)$$

şi, deoarece am admis că $\mu_h = \mu_e$, rezultă :

$$\tau_h = \tau_e = \tau . \tag{25}$$

Făcînd $t = 0$ în expresia (22), se verifică $r = r_0$, iar condiţia $r(\tau_{ie}) = 0$ permite să se obţină durata contribuţiei golului la impulsul de curent (timpul său de colectare) :

$$\tau_{ih} = \tau_h \frac{(r_i + r_0)^2 - r_i^2}{r_i^2} = \frac{(r_i + r_0)^2 - r_i^2}{2\mu_h V_a} \ln \frac{r_e}{r_i} . \tag{26}$$

Valoarea maximă a acestei durate se obţine pentru $r_0 = w$ (poz. 2 din fig. 3), iar pentru $r_0 = 0$ (poz. 1), $\tau_{ih} = 0$. Cu relaţia (5), în care se ţine seamă de (23), se poate găsi expresia impulsului de curent :

$$\frac{i_h(t)}{I_h} = \frac{1}{\left(1 + \frac{r_0}{r_i}\right)^2 - \frac{t}{\tau_h}} . \tag{27}$$

Deoarece golul parcurge distanţa r_0 în sensul cîmpului crescător, el este accelerat şi curentul creşte în timp de la valoarea :

$$i_h(0) = I_h \left(\frac{r_i}{r_i + r_0}\right)^2 , \tag{28}$$

pînă la amplitudinea :

$$i_h(\tau_{ih}) = I_h = \frac{e}{2\tau_h} \cdot \frac{r_i \mathcal{E}_M}{V_a} = \frac{e\mu_h \mathcal{E}_M^2}{V_a} = \frac{e\mu_h V_a}{r_i^2} \cdot \frac{1}{\left(\ln \frac{r_e}{r_i}\right)^2} \tag{29}$$

şi pentru $\mu_e = \mu_h$ avem $I_h = I_e$. Ca şi în cazul colectării electronului, valoarea finală a curentului nu depinde de poziţia ($r = r_0$) în care a fost creat golul.

Impulsul de sarcină este :

$$q_h(t) = \int_0^t i_h(t)\, dt = e \frac{1}{\ln\left(\frac{r_e}{r_i}\right)^2} \ln \frac{\left(1 + \frac{r_0}{r_i}\right)^2}{\left(1 + \frac{r_0}{r_i}\right)^2 - \frac{t}{\tau_e}} \tag{30}$$

La $t = \tau_{ih}$:

$$q_h(\tau_{ih}) = e \frac{\ln \frac{r_i + r_0}{r_i}}{\ln \frac{r_e}{r_i}} \tag{31}$$

şi prin adunarea cu relaţia (17) se obţine variaţia totală de sarcină pe dispozitiv corespunzătoare colectării unei perechi electron-gol :

$$q_t = q_e(\tau_{ie}) + q_h(\tau_{ih}) = e. \tag{32}$$

Şi în acest caz există relaţii analoage cu (18)—(20) pentru impulsul de tensiune.

În figura 5 se poate vedea forma impulsului de curent şi de sarcină (tensiune) pentru cazul $r_0 = r_i = w$.

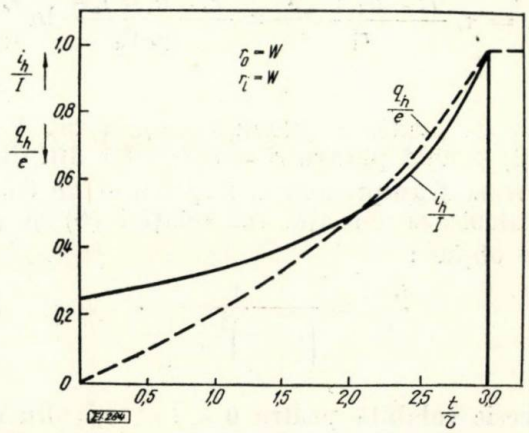


Fig. 5. Impulsul de curent şi sarcină electrică obţinut prin colectarea unui gol într-un detector coaxial.

4. Impulsul electric total dat de colectarea unei perechi electron-gol

În figurile 4 şi 5 s-au dat forme de impulsuri totale obţinute în ipoteza că numai electronul (fig. 4) sau numai golul (fig. 5) contribuie la formarea impulsului de curent sau sarcină, deoarece au fost considerate valori particulare pentru r_0 ($r_0 = 0$ şi $r_0 = w$). Astfel, se obţin duratele maxime şi amplitudinile minime ale impulsurilor de curent.

În cazul în care perechile sînt create la o distanţă oarecare $r_0 = 0$, w, trebuie însumate cele două contribuţii. Pentru :

$$r_0 = \sqrt{\frac{r_i^2 + r_e^2}{2}} - r_i , \tag{33}$$

adică $r_0 = 0{,}58\, r_i$ în cazul $r_e = 2r_i$, se obţine $\tau_{ie} = \tau_{ih}$ şi forma impulsului total de curent şi sarcină este dată în figura 6, *a*. În figurile 6, *b* şi 6, *c* se dau forme de impulsuri pentru $r_0 = \frac{w}{4}$ şi $r_0 = \frac{3}{4} w$.

Pentru $r_0 = \frac{w}{4}$, golurile au de parcurs o distanţă mai mică decît electronii, deci $\tau_{ih} < \tau_{ie}$; pentru $r_0 = \frac{3}{4} w$ situaţia se inversează. (De fapt intervine şi valoarea diferită a cîmpului electric de-a lungul traiectoriei, nu numai

lungimea acesteia.) În funcţie de valoarea abscisei de origină r_0, durata frontului impulsului de sarcină variază de la un minim obţinut pentru $r_0 = 0{,}58\ w$, către maxime date pe poziţiile extreme $r_0 = 0$ şi $r_0 = w$.

Acest fapt se observă mai bine pe desenul din figura 7. Deoarece impulsul total de sarcină electrică dat de detector ca răspuns la o radaţie

Pînă în prezent am presupus că $\mathcal{E} < \mathcal{E}_{cr} \simeq \simeq 1\,000$ V/cm în Ge la $T = 77°K$ şi astfel am putut considera $\mu = \text{const}$. Măsurători recente [10] arată că $\mu = 8\,000 \div 28\,000$ cm²/Vs în funcţie de conţinutul în oxigen al materialului de bază.

Pentru a vedea care este ordinul de mărime al duratei şi amplitudinii impulsurilor, să con-

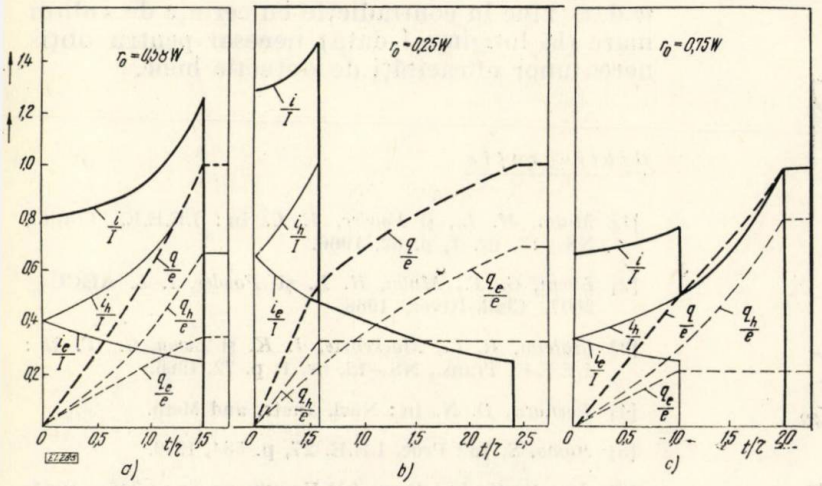


Fig. 6. Forme de impulsuri de curent şi sarcină obţinute prin colectarea unor perechi electron — gol create la diferite distanţe r_0 : *a*) $r_0 = 0{,}58\ w$; *b*) $r_0 = 0{,}25$ w; *c*) $r_0 = 0{,}75$ w.

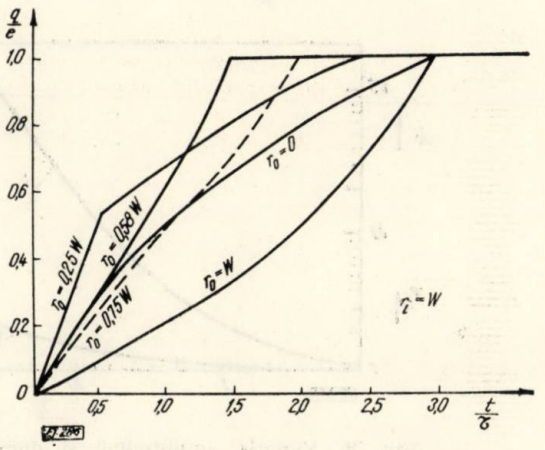


Fig. 7. Impulsuri de sarcină date de un detector coaxial.

ionizantă de energie E se obţine prin însumarea unor contribuţii de forma celor analizate, durata frontului acestui impuls va fi cuprinsă între valorile extreme corespunzătoare duratelor impulsului de curent τ_{im} şi τ_{iM}, iar amplitudinea sa va fi :

$$Q = \frac{E}{\epsilon} e, \tag{34}$$

unde ϵ este energia medie necesară creării unei perechi electron-gol în Ge (2,9 eV).

Acelaşi lucru se poate spune despre durata impulsului de curent. În exemplul considerat ($r_i = w$) durata minimă este :

$$\tau_{im} = 1{,}5\ \tau, \tag{35}$$

iar durata maximă :

$$\tau_{iM} = 3\tau = 2\tau_{im}, \tag{36}$$

unde τ este dat de relaţia (24) :

$$\tau = \frac{r_i}{2\mu\,\mathcal{E}_M} = \frac{r_i^2}{2\mu\,V_a} \ln \frac{r_e}{r_i}.$$

Amplitudinea minimă a impulsului de curent este :

$$I_m = \frac{E}{\epsilon} I = \frac{E}{\epsilon} \cdot \frac{e}{2\tau} \cdot \frac{r_i\,\mathcal{E}_M}{V_a} = \frac{E_e\,\mu\,V_a}{\epsilon\,r_i^2} \cdot \frac{1}{\left(\ln \frac{r_e}{r_i}\right)^2}. \tag{37}$$

siderăm un exemplu numeric cu $r_i = w = 5$ mm; $\mu = 10\,000$ cm²/Vs la o tensiune de polarizare $V_a = 50$ V. Rezultă $\mathcal{E}_M = 145$ V/cm; $\tau = 172$ ns; $\tau_{im} = 258$ ns; $\tau_{iM} = 516$ ns; $\frac{I_m}{E} = 0{,}23$ μA/MeV.

De obicei cîmpul electric este mai intens. Pentru $\mathcal{E}_m > \mathcal{E}_c = 1\,000$ V/cm (în exemplul considerat $V_a > 690$ V), purtătorii au o viteză constantă : $v = v_M = 1{,}5 \cdot 10^7$ cm/s. În acest caz :

$$\tau_{im} = \frac{w}{2v_M}, \tag{38}$$

iar :

$$\tau_{iM} = \frac{w}{v_M} = 2\tau_{im} \tag{38}$$

şi amplitudinea minimă a impulsului de curent :

$$I_m = \frac{E}{\epsilon} \cdot \frac{e\,v_M\,\mathcal{E}_M}{V_a} = \frac{E}{\epsilon} \cdot \frac{e\,v_M}{r_i} \cdot \frac{1}{\ln \frac{r_e}{r_i}}. \tag{39}$$

Deci pentru $V_a \geqslant 700$ V, în detectorul nostru vom avea :

$\tau_{im} = 16{,}7$ ns; $\tau_{iM} = 33{,}4$ ns; $I_m = 2{,}3$ μA/MeV.

Pentru constructorii de dispozitive este important să se cunoască valoarea optimă a raportului $\frac{r_i}{w}$ care asigură durata minimă şi amplitudinea maximă a impulsului de curent pentru o grosime utilă w dată. În cazul de-

favorabil $r_0 = 0$, relaţiile (11) şi (14) pot fi puse sub forma :

$$\xi_{ic} = \frac{\tau_{ic}}{\frac{w^2}{\mu V_a}} = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{x}\right) \ln (1 + x) \qquad (40)$$

şi respectiv :

$$j_e = \frac{I_e}{\frac{e \mu V_a}{w^2}} = \left[\frac{x}{\ln (1 + x)}\right]^2, \qquad (41)$$

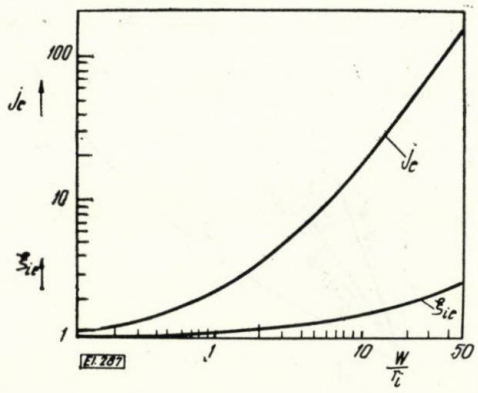


Fig. 8. Variaţia amplitudinii şi duratei impulsului de curent cu raportul $\frac{w}{r_i}$.

unde s-a notat :

$$x = \frac{w}{r_i}.$$

Graficul acestor funcţii dat în figura 8 arată că sînt de preferat rapoarte $\frac{r_i}{w}$ mici, la care amplitudinea impulsului de curent este mare. De asemenea, se remarcă existenţa unei game destul de largi de valori ale lui x, pentru care timpul de colectare nu depinde, practic, de acest raport ; hotărîtoare pentru valoarea duratei impulsului rămîne grosimea regiunii cu cîmp (w), ca şi în cazul dispozitivelor cu geometrie plană. Din păcate condiţia $\frac{r_i}{w}$ mic (la w dat) vine în contradicţie cu cerinţa de volum mare (la lungime l dată) necesar pentru obţinerea unor eficacităţi de detecţie bune.

Bibliografie

[1] *Malm, H. L.*, şi *Fowler, I. L.* In : I.E.E.E. Trans., NS—13, nr. 1, p. 62, 1966.

[2] *Ewan, G. T., Malm, H. L.* şi *Fowler, I. L.* AECL—2607, Clalk-River, 1966.

[3] *Graham, R. L., Mackenzie, I. K.* şi *Ewan, G. T.* In : I.E.E.E. Trans., NS—13, nr. 1, p. 72, 1966.

[4] *Poenaru, D. N.* In : Nucl. Instr. and Meth.

[5] *Ramo, S.* In : Proc. I.R.E. 27, p. 584, 1939.

[6] *Jen, C. K.* In : Proc. I.R.E., 29, nr. 6, p. 345, 1941.

[7] *Cavalleri, G.* ş.a. In : Nucl. Instr. and Meth. 21, p. 177, 1963.

[8] *Tove, P. A.* şi *Falk, K.* In : Nucl. Instr. and. Meth. 29, p. 66, 1964.

[9] *Goulding, F. S.* U C R L — 16231, 1965.

[10] *Kuchly, J. M.* ş.a. In : Nucl. Instr. and. Meth. 47, nr. 1, p. 148, 1967.

Intrat în redacţie la 17.III.1967

RECENZII

CZ 621.34 : 62—13

N. V. Boţan şi C. Saal. **Acţionarea electrică a mecanismelor cu volant.** Bucureşti, Editura tehnică, 1967.

Lucrarea analizează problemele legate de proiectarea parametrilor optimi ai acţionărilor electrice cu volant şi cu mecanism bielă-manivelă. Se fac consideraţii privind alegerea maşinilor electrice solicitate la regimurile dinamice ale mecanismelor de antrenare. Astfel, se arată modul cum pot fi folosite motoarele electrice asincrone cu alunecare sporită. Se fac apoi referiri la modul de întocmire a schemelor electrice de comandă şi reglare automată a acţionărilor cu volant. Se exemplifică principalele aspecte teoretice cu date numerice, folosindu-se schemele de calcul respective. Studiul prezintă într-o formă unitară folosirea raţională a maselor de giraţie în vederea reducerii puterii motorului de antrenare şi a consumului specific de energie electrică. Sistemele de acţionare cu volant, cele cu şocuri de sarcină, precum şi maşinile de lucru cu sarcini pulsatorii, analizate în lucrare, au o răspîndire largă în diferite ramuri ale economiei naţionale. Exploatarea lor în condiţii cerute duce la creşterea productivităţii muncii pe fiecare utilaj considerat. Studiul de faţă redă metode de calcul pentru fiecare sistem de acţionare studiat, punînd la îndemîna proiectanţilor un material analizat critic şi completat cu o serie de date pe care literatura de specialitate le prezintă dispersat.

Lucrarea cuprinde 12 capitole, o anexă şi 45 referinţe bibliografice.

Primul capitol se referă la particularităţile acţionărilor electrice cu volant, arătînd că, datorită volantului, reţeaua electrică de alimentare este protejată în mare parte de şocurile de sarcină şi de variaţiile pronunţate de tensiune, care sînt provocate de prese, laminoare, gatere, ce produc şocuri în reţea. Se trece apoi la stabilirea relaţiilor de bază în cazul acţionărilor cu volant, precizîndu-se studierea gradului de neregularitate a vitezei motoarelor electrice de antrenare a mecanismelor ce provoacă şocuri, şi structura indicelui de variaţie a vitezei.

Capitolul al doilea studiază dinamica acţionărilor electrice şi cuprinde relaţii de calcul pentru cuplul motoarelor, momentul de giraţie, momentele de inerţie, stabilite analitic şi experimental, momentele de volant ale motoarelor electrice, reducerea cuplurilor şi momentelor de inerţie la un singur arbore etc.

În capitolul al treilea se fac consideraţii privind comportarea acţionărilor electrice la sarcini de şoc. Se dezvoltă următoarele probleme : comportarea generală a acţionărilor cu sarcină periodică funcţie de timp, acţionarea electrică a maşinilor de lucru cu şocuri de sarcină de diferite forme.

În capitolul al patrulea se fac referiri privind alegerea puterii motoarelor de acţionare. Astfel, se arată modul de dimensionare a motoarelor electrice solicitate termic la regimuri de durată a sarcinilor şi la regimuri de scurtă durată, cînd motorul se poate răci pînă la temperatura mediului ambiant, şi la regimul intermitent caracteristic acţionărilor cu volant, cînd motorul nu se răceşte decît parţial. Pentru cele trei regimuri se determină puterea motoarelor de acţionare prin diverse metode.

Capitolul al cincilea se ocupă de stabilitatea în acţionare şi influenţa raportului de transmisie. Astfel, se dezvoltă stabilitatea statică şi dinamică a sistemelor de acţionare, dîndu-se relaţii de calcul simple şi uşor de aplicat.

În capitolul al şaselea se studiază sistemele de acţionare electrică cu mecanism bielă-manivelă, dezvoltîndu-se problemele: dinamica sistemului bielă-manivelă, calculul acţionărilor electrice cu bielă-manivelă prin metode simplificate analitice şi grafice.

Tema celui de-al şaptelea capitol se referă la compresoarele cu piston cu aer comprimat şi la cele pentru instalaţii frigorifice. Pentru fiecare categorie de compresor se determină puterea motorului electric şi se precizează condiţiile de exploatare a instalaţiei electrice.

Capitolul al optulea cuprinde consideraţii asupra preselor mecanice pe următoarele probleme: schema cinematică şi principiul de funcţionare; variaţia forţelor şi a lucrului mecanic care intervin la funcţionare; diagrama de sarcină; cuplul şi viteza motorului; metode simplificate pentru determinarea puterii motorului electric şi a momentului de volant.

În capitolul al nouălea se prezintă motoarele asincrone cu alunecare nominală sporită. După unele generalităţi se fac referiri asupra mijloacelor pentru obţinerea unor motoare cu alunecare sporită, apoi se arată influenţa alunecării asupra numărului de porniri şi avantajele folosirii motoarelor asincrone cu alunecare sporită.

Capitolul al zecelea prezintă calculul optim al sistemelor de acţionare electrică cu volant. Problemele tratate se referă la determinarea alunecării şi caracteristicii mecanice optime la stabilirea prin calcul a parametrilor optimi ai acţionărilor cu volant prin cele mai caracteristice metode aflate în literatură.

În capitolul al unsprezecelea se fac consideraţii asupra metodelor grafoanalitice folosite în studiul regimurilor nestaţionare mecanice, cu referiri mai largi asupra momentului de volant constant şi variabil.

În ultimul capitol se prezintă comenzile electrice ale acţionărilor cu volant. Se discută schemele de acţionare cu limitatoare de curent şi cuplu şi cele cu recuperatoare de energie. Capitolul al doisprezecelea se încheie cu o serie de precizări privind protecţia motoarelor electrice. Prezentarea protecţiei motoarelor electrice care se folosesc în schemele electrice descrise se face succint şi pe măsura necesarului, astfel încît cele relatate să fie utile în practică.

În anexă se arată cum trebuie să fie efectuat calculul acţionărilor electrice ale unei maşini de forjat orizontale după metoda analizei armonice. Aruncînd o privire de ansamblu asupra lucrării, se observă că se tratează multiple probleme într-un număr relativ mic de pagini şi se reuşeşte să se cuprindă esenţialul. Un accent deosebit se pune pe simplificarea relaţiilor şi pe claritatea fenomenelor fizice. Aspectul grafic este corespunzător, iar erata prezentată corespunde — cu mici excepţii — realităţii. Problemele prezentate sînt de actualitate şi au un caracter unitar.

Studiul are şi meritul că nu trece cu vederea aspectele de exploatare a instalaţiilor de alimentare cu energie a mecanismelor cu şocuri de sarcină, preconizînd soluţii pentru înlăturarea neajunsurilor care apar la diverse regimuri de funcţionare.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 537.2 *Electricitate statică*

CZ 537.213.001.24 : 681.33

Becquevort, J. L. **Studiul analogic privind distribuţia potenţialului în diferite medii. Cazul particular al semiconductoarelor cu un puternic efect Hall** (Étude analogique des distributions de potentiel dans différents milieux. Cas particulier des semiconducteurs à fort coefficient de Hall). In: Rev. Gén. de L'Élect, tom. **76**, nr. 3, martie 1967, p. 375—398, 50 fig., 55 ref. bibl.

Studiul analogic privind distribuţia potenţialului într-un material semiconductor cu un pronunţat efect Hall, în care cîmpul de inducţie este perpendicular pe liniile de curent, este efectuat în articol cu ajutorul unei reţele cu rezistenţe identice. Contactele de legătură dintre elementul semiconductor şi reţeaua exterioară se realizează prin nodurile reţelei. Valoarea unghiului Hall se determiă prin intermediul unui potenţiometru de mare precizie. Prin intermediul unui voltmetru electronic cu comandă numerică se înregistrează potenţialele nodurilor reţelei. După prezentarea problemei se dau definiţii mărimilor de bază şi se formulează principiile folosite în desfăşurarea lucrării. Se arată schema de reprezentare a reţelei cu (n) linii şi (m) coloane formată din rezistenţe şi se face legătura cu elementele semiconductoare cu efect Hall prinse în schemă. Se reprezintă grafic distribuţia potenţialului în reţea. În continuarea articolului se fac referiri la principiile analogiilor automate. Se dau o serie de date referitoare la aparatajul folosit în cadrul experienţelor efectuate şi se comentează datele rezultate din măsurători. Experienţele efectuate au confirmat ipotezele făcute atît la partea de relaţii, cît şi la reprezentarea fenomenelor fizice.

A. C.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.015.3 : 621.316.63

Langlois-Berthelot, R. **Stadiul actual al problemelor privind supratensiunile de comutaţie** (État actuel du problème des surtension de manoeuvres). In: Rev. Gén. Élect. tom. **76**, nr. 2, febr 1967, p. 213—220.

În articol se face o expunere sistematică a problemelor actuale privind supratensiunile de comutaţie, ţinîndu-se seamă de o serie de aspecte discutate la CIGRÉ în 1966.

Problemele se referă la următoarele aspecte:

— coordonarea izolaţiei la linii de 500 kV şi 750 kV;

— rezistenţa dielectrică la descărcări parţiale în uleiuri izolatoare;

— rezistenţa izolaţiei la poluarea ei în aer liber;

— încercări de rezistenţă a izolaţiei la supratensiuni provocate în cazul frecvenţei industriale;

— perspectiva încercărilor la frecvenţa industrială;

— rezistenţa materialelor la supratensiunile de comutaţie provocate sau cele existente în exploatare;

— consideraţii privind determinarea factorului de supratensiune;

— mijloace de limitare a supratensiunilor de comutaţie;

— valorile supratensiunilor de comutaţie atinse la bornele unui material izolant dintr-o reţea electrică;

— observaţii privind aspectele statistico-probabilistice în problema izolaţiei.

În încheiere se fac recomandări practice privind dimensionarea izolaţiei d.p.d.v. al supratensiunilor de comutaţie.

A. C.

CZ 621.3 : 629.135.2

Dupuy, P. **Electricitatea la bordul avioanelor civile** L'Électricité à bord des avions civils). In : Rev. Gén. Élect. tom. **76**, martie—aprilie 1967, nr. 3, bis, p. 499—507.

După prezentarea evoluţiei tehnicii de alimentare cu electricitate şi a echipamentului electrotehnic de la bordul avioanelor civile, se arată o serie de performanţe de funcţionare a noilor tipuri de avioane, insistîndu-se, în special, asupra aparatelor electrice prevăzute în schema de comandă şi alimentări electrice a avioanelor. În ceea ce priveşte evoluţia generatoarelor electrice se arată că, la avioane ce nu depăşesc 6 000 m altitudine, se folosesc generatoare de curent continuu de 28 V cu o putere pînă la 40 kW. Energia produsă în curent continuu se stochează cu ajutorul bateriilor electrice şi poate fi folosită permanent.

Pentru obţinerea frecvenţelor înalte, de ordinul a 400 Hz, se foloseşte frecvent un convertizor rotativ care se compune, în principal, dintr-un motor de curent continuu ce antrenează un alternator cu o putere de cel mult 1 kVA. La înălţimi de peste 12 000 m apar uzuri frecvente la colectoarele motoarelor de curent continuu, datorită ionizărilor din atmosferă. Soluţia în acest caz constă în producerea curentului alternativ şi redresarea lui în curent continuu pentru alimentarea circuitelor clasice. Se prezintă apoi caracteristicile principale ale aparatelor de măsură, semnalizare şi control, arătîndu-se comportarea lor în exploatare. Se comentează avantajele şi neajunsurile diferitelor scheme electrice folosite frecvent la alimentarea cu electricitate a avioanelor.

A. C.

CZ 631.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.2.017.21.001.24

Borchers, F. J. şi Wirtz, H. **Determinarea pierderilor dependente de sarcină la maşinile de curent continuu după o metodă de aproximaţie** (Bestimmung der lastabhängigen Verluste von Gleichstrommaschinen nach einem Näherungsverfahren). In : E.T.Z.B., nr. 2, ianuarie 1967, p. 37—38, 1 fig., 3 grafice.

În articol este descris un procedeu cu ajutorul căruia se pot determina pierderile dependente de sarcină la maşinile de curent continuu, fără a folosi un dispozitiv etalonat pentru măsuratul cuplului. Se determină, în primul rînd, cu aproximaţie pierderile dependente de sarcină a două maşini de c.c. în scurtcircuit. Prima dintre aceste maşini este cea supusă încercării, iar a doua — de o putere aproximativ egală cu prima — va servi la aplicarea procedeului de măsurare descris de autori.

Într-o schiţă sînt reprezentate cele patru faze ale măsurării. Maşinile fiind cuplate direct, maşina 1 este legată în scurtcircuit şi antrenată de maşina 2. Se măsoară puterea indusului din maşina 2 la turaţie constantă şi curenţii variabili ai indusului din maşina 1. Se elimină apoi scurtcircuitul maşinii 1 şi păstrînd— turaţia constantă — se măsoară din nou puterea maşinii 2. Se inversează apoi operaţia, antrenînd acum maşina 2 cu maşina 1. Rezultatele variaţiilor arătate în figură sînt redate apoi în trei grafice, două dintre grafice reprezintă pierderile de putere în funcţie de curenţii indusului, iar al treilea arată pierderile la diferite turaţii.

Gh. C.

CZ 621.313.322.001

* * * **Studiul turboalternatoarelor** (Étude des turbo-alternateurs). In : Rev. Gén. Élect., tom. **76**, nr. 3, martie 1967, p. 333—370.

În două articole de specialitate se fac consideraţii teoretice şi practice privind cîmpul magnetic la capetele bobinelor turboalternatoarelor şi protecţia alternatoarelor cu înfăşurare dodecafazată. Titlul articolelor şi principalele idei dezvoltate în materiale sînt prezentate în continuare.

1. *Darrieus, G.* Determinarea şi trasarea cîmpurilor în spaţiu cu trei dimensiuni. Aplicaţii pentru capetele de bobine ale alternatoarelor (Détermination en tracé des champs. Applications aux têtes de bobines, notamment des turbo-alternateurs).

Se prezintă stadiul cercetărilor în problema abordată şi se arată calculul reactanţei de scăpări la capătul bobinelor alternatoarelor, calculul pierderilor suplimentare şi al eforturilor la care sînt supuse aceste capete de bobină la scurtcircuit. Se dă o metodă grafică de studiu. Se trasează liniile de cîmp după ce se reprezintă analitic fenomenul de la capetele de bobină ale alternatoarelor. Se dă şi o soluţie grafică, indicîndu-se modul de folosire. Se compară metoda propusă cu cele din literatură, atrăgîndu-se avantajele practice pe care le prezintă.

2. *Dispaux, J.* şi *Robert, P.* Protecţia alternatoarelor cu înfăşurare dodecafazată (La protection des alternateurs avec enroulement dodecaphasé).

În turboalternatoare, înfăşurările dodecafazate prezintă un avantaj faţă de înfăşurările clasice la producerea tensiunii magnetomotoare şi deci repartiţia spaţială este mai sinusoidală. Cuplajul practic pentru aceste înfăşurări constă în realizarea a două legături trifazate în stea, decalate la 30°. Se dă o metodă de calcul al curentului de scurtcircuit în instalaţia studiată. Se arată modul de aplicare a metodei propuse pentru protecţiile diferenţiale ale înfăşurărilor realizate cuplate în dublă stea trifazată. Se discută pe larg probleme legate de interesul practic al înfăşurărilor dodecafazate. Se dau schemele de protecţie şi relaţiile de calcul ale principalelor mărimi din schemă. În anexă se arată partea de aplicaţie prin folosirea legilor Kirchoff la diverse cuplaje alternator-transformator. Se prezintă matricea de conexiuni corespunzătoare citorva defecte tipice care apar în schema studiată. Se calculează curenţii de scurtcircuit şi se discută o serie de aspecte practice legate de folosirea schemelor analizate.

A. C.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.014.38

Drăgan, G. şi Coatu, S. **Cîteva consideraţii asupra fenomenelor de impulsie din transformatoare** (Quelques considérations sur les phénomènes d'impulsion dans les transformateurs). In : Revue E. Électricité, Électrotechnique générale, courants forts et applications, nr. 5, 1967, p. 170—176, 8 fig., 7 ref. bibl.

Se propune un model matematic pentru determinarea tensiunii tranzitorii în înfăşurarea de înaltă tensiune solicitată de o undă de impulsie de tensiune. Se stabilesc scheme echivalente pentru două cazuri tipice de înfăşurări, astfel încît ecuaţiile care le caracterizează şi precizarea condiţiilor iniţiale înlesnesc folosirea maşinilor de calculat pentru rezolvarea unor astfel de probleme. După o scurtă introducere în care se arată scopul lucrării, aspectele originale şi stadiul cercetărilor în problema tratată, se fac consideraţii generale privind construcţia schemelor echivalente pentru încercare transformatoarelor. Se expune schema de principiu şi de calcul care înlesnesc scrierea ecuaţiilor dintre curenţi şi tensiunile aplicate. Se construiesc apoi schemele echivalente şi se scriu ecuaţiile de legătură dintre curenţi şi tensiune pentru înfăşurarea de înaltă tensiune a unui transformator trifazat. Ecuaţiile diferenţiale obţinute permit studiul fenomenului de impulsie în transformatoare cu ajutorul calculatoarelor electronice.

A. C.

CZ 621.211.021.001.4 : 537.312.62

P e c h , T. **Incercarea unui transformator cu înfăşurări supraconductoare de mică putere.** (Essais d'un transformateur à enroulements supraconducteurs de faible puissance). In : Rev. Gén. Élect., tom. **76**, nr. 2, febr 1967, p. 217—278, 9 fig., 6 ref. bibl.

După descrierea caracteristicilor constructive ale transformatoarelor supraconductoare experimentale se prezintă metodele şi rezultatele măsurării pierderilor separate. Se dau rezultatele încercărilor în gol, în scurtcircuit şi în sarcină a transformatorului şi se arată modul de determinare a rezistenţei în curent continuu. Puterea maximă transmisă este 6,6 kVA în regim normal de funcţionare, iar în regim dezechilibrat această putere scade. Se pun în evidenţă factorii care influenţează randamentul electric şi global, pierderile, încălzirea bobinajului şi stabilitatea caracteristicilor de funcţionare.

Se descrie criostatul folosit şi se trasează curbele de variaţie a pierderilor din circuitul magnetic în funcţie de valoarea cîmpului de inducţie.

Pierderile în bobinajul supraconductor se stabilesc ţinînd seamă de curentul care parcurge bobinele. Pierderile criogene se măsoară la curent nominal şi la cel de scurtcircuit, considerînd, pe rînd, transformatorul în gol şi în sarcină.

Puterea maximă a transformatorului studiat este determinată de valoarea limită a curentului în bobinajul supraconductor. Randamentul maxim al unui asemenea transformator este de 99,53 %. Se arată condiţiile de funcţionare a unor asemenea criotransformatoare, arătîndu-se posibilităţile de aplicare în practică.

A. C.

CZ 621.314.263 : 621.382.333.3.022

S c h e i d e r, U., T a p p e i n e r, H. **Convertizoare de frecvenţă cu tiristoare pentru comanda turaţiei acţionărilor multimotoare** (Zwischenkreisumrichter mit Thyristorenzur Drehzahlsteuerung von Mehrmotorenantrieben). In : Siemens Zeitschrift, **41**, nr. 2, feb. 1967, p. 133—138, 9 fig., 3 ref. bibl.

În articol se examinează folosirea convertizoarelor de frecvenţă cu tiristoare la acţionarea concomitentă a mai multor motoare cu turaţie variabilă. În acest sens se arată că o instalaţie de genul menţionat se compune, în principiu, dintr-un redresor comandat cu tensiune ajustabilă realizat cu tiristoare, un circuit de curent continuu intermediar, în care se realizează filtrarea curentului redresat, un invertor trifazat cu comandă autonomă cu frecvenţă variabilă realizat, de asemenea, cu tiristoare şi circuitele de reglare aferente. Se analizează modul de funcţionare a invertorului din instalaţie, mai ales sub raportul comutaţiei, luînd în considerare natura inductivă a sarcinii, presupunîndu-se că se folosesc motoare asincrone trifazate. Trebuie menţionat faptul că această funcţionare nu este analizată şi în cazul folosirii motoarelor sincrone trifazate, deşi articolul se referă şi la astfel de motoare. În schema de reglare prezentată în articol, tensiunea de ieşire din convertizor se ajustează prin variaţia amplitudinii tensiunii continue intermediare în funcţie de valoarea impusă a frecvenţei spre a se realiza, de exemplu, un flux constant în întrefierul motorului), iar frecvenţa de ieşire, la rîndu-i, se ajustează prin variaţia frecvenţei invertorului. Frecvenţa este comandată în circuit de reglare deschis pe cale digitală, iar tensiunea pe cale analogică, în circuit de reglare închis, avînd subordonat un circuit pentru limitarea curentului. Limitarea se face selectiv între curentul de intrare şi cel de ieşire din convertizor. Schema mai conţine un integrator de ambalare cu funcţiuni multiple. Ajustarea frecvenţei se face cu un potenţiometru.

Analiza structurii şi funcţionării schemei este completată cu prezentarea cîtorva oscilograme ridicate experimental.

Folosirea practică a schemei impune satisfacerea mai multor cerinţe privind valoarea maximă, domeniul de ajustare şi constanţa frecvenţei, alături de alte cerinţe privind exploatarea sa, ca : lipsa de întreţinere şi uzură, reparaţii lesnicioase, randament bun, şi controlul deranjamentelor. Se arată că s-au realizat instalaţii cu variaţia frecvenţei între zero şi 400 Hz cu o constanţă de 0,05 %, independentă de variaţiile sau de şocurile de sarcină. Lipsa de întreţinere şi uzură se asigură prin folosirea semiconductoarelor — tirisotare, transistoare, diode — de unde rezultă şi randamentul bun, iar reparaţia uşoară se realizează prin folosirea construcţiei din module, defecţiunile curente înlăturîndu-se prin înlocuirea sertarului defectat.

Instalaţia conţine dispozitive descrise succint în articol pentru protecţia contra suprasarcinilor şi a scurtcircuitelor, ca şi pentru întreruperile de alimentare de scurtă durată, de exemplu, pînă la 1 s. Aceasta se poate realiza pe mai multe căi, de exemplu, prin micşorarea frecvenţei de ieşire a convertizorului, astfel încît procesele de comutaţie sînt întreţinute cu ajutorul energiei electrice furnizate de motoarele funcţionînd în regim de generator prin consumarea unei părţi a energiei lor cinetice.

Echipamentul electric al convertizorului se realizează sub o formă concentrată în panouri, cu manevre de comandă puţine şi simple.

Tipul de instalaţie examinat rezolvă cu succes problema de acţionare în discuţie, prezentînd avantaje de exploatare incontestabile în raport cu convertizoarele rotative folosite pînă în prezent.

CZ 621.314.634.025.1 : 621.385.2

B i l l o t t i, A. **Redresor monofazat cu sarcină inductivă şi diodă de descărcare** (Redresseur monophasé avec charge inductive et diode de décharge). In : Rev. Gén. de L'Élect., tom. **76**, nr. 3, martie 1967, p. 410—418, 9 fig., 1 anexă.

Se analizează un circuit redresor monofazat cu sarcină inductivă şi diodă de descărcare. Se calculează valorile instantanee, medii şi de creştere a curentului în două diode şi în sarcină cu determinarea coeficientului de ondulare şi a timpului de restabilire a curentului.

Se consideră în final şi cazul redresorului controlat prin defazajul amorsării, constatîndu-se că dioda de descărcare elimină efectul inductiv în ceea ce priveşte curentul mediu care circulă în sarcină.

La prezentarea problemei se arată stadiul cercetărilor şi se discută schema unui redresor cu diodă de tip clasic, propunîndu-se o nouă schemă cu diodă de descărcare. Se construieşte circuitul echivalent şi se reprezintă grafic variaţia tensiunii şi curentului din circuit în funcţie de timp.

Se cercetează apoi forma undei de curent în regim tranzitoriu şi se calculează valoarea medie a curentului în circuit şi prin dioda de descărcare. Se reprezintă grafic variaţia factorului de ondulare a curentului în funcţie de coeficientul de supratensiune a sarcinii. În prima anexă se dă calculul analitic al coeficientului de ondulare a curentului, iar în anexa a doua se indică modul de stabilire a valorii medii şi instantanee a curentului într-un redresor controlat prin defazarea amorsării.

Se prezintă oscilogramele ridicate experimental pentru diverse cazuri practice, arătîndu-se avantajele folosirii circuitelor cu redresoare monofazate cu sarcini inductive şi diode de descărcare.

A. C.

CZ 621.314.214.018.12

E v e n e p o e l, W. **Probleme privind concepţia şi realizarea unui decalator de fază 155 kV ± 30° de 290 MVA** (Problèmes posés par la conception et la realisation du décaleur de phase 155 kV ± 30° — 290 MVA de puissance tranversante). In : Revue E. Électricité, Électrotechnique générale, courants forts et applications, nr. 5, 1967, p. 177—186, 17 fig.

Realizarea unui decalator de bază impune respectarea unor condiţii tehnice deosebite. Caracteristicile sînt : tensiunea reţelei (155 ÷ 170 kV ; puterea 290 MVA ; unghiul de decalaj ± 30° ; puterea de scurtcircuit 10^5 MVA). În articol se arată soluţia propusă spre realizare, insistîndu-se asupra înfăşurării asupra schemei de reglaj al transformatoarelor sub sarcină. Se compară o serie de variante posibile de realizat pentru

decalator şi se indică avantajele fiecărui caz studiat. Se trec în revistă şi se comentează parametrii care definesc schema de principiu a unui decalator de fază. Se precizează mărimile tensiunilor şi curenţilor din principalele puncte ale schemei de calcul şi se fac consideraţii privind inducţia magnetică, tensiunea de scurtcircuit şi intensitatea curentului de gol. Pentru fiecare mărime caracteristică se dau relaţii de calcul. Se expun solicitările mecanice şi termice care apar în transformator în caz de scurtcircuit. Se indică diferenţele ce există între un decalator de fază şi un transformator de aceeaşi putere şi problemele care apar în ambele cazuri pentru a putea fi rezolvate în cazul construirii unor asemenea aparate.

A. C.

CZ 261.315 *Transmiterea energiei electrice*

CZ 621.315.211.4.SF_6

Setsuo Fukuda. **Cabluri electrice de înaltă tensiune cu SF_6 comprimată, ca material izolant** (E.H.V. Cables with compressed SF_6 Gas Insulation). In : I.E.E.E. Trans. Power Apparatus and Systems, **86**, nr. 1, 1967, p. 60.

În lucrare sînt date rezultatele încercărilor privind comportarea dielectrică a unui cablu experimental cu SF_6 ca material izolant.

Avantajele pe care le prezintă hexafluorura de sulf ca material izolant sînt :

— capacitatea mică a cablului ;

— pierderi dielectrice mici ;

— capacitatea de a transmite curenţi intenşi, datorită conducţiei termice bune.

Experienţele au fost făcute pe un cablu monofazat de aproximativ 28 m lungime, avînd atît conductorul, cît şi mantaua din ţeavă.

Se arată că există o presiune la care cablul este cel mai economic.

La cablul examinat s-au obţinut o capacitate specifică de 65 pF/m, o tensiune de străpungere de 420 kV la 50 Hz şi 900 kV la impuls (undă pozitivă şi negativă 1 × 46 μ s) şi pierderi mici prin efect corona la 220 kV.

În concluzie, autorul arată că în prezent se lucrează la un cablu trifazat cu capacitatea de a transmite 2 500 MVA la 275 kV.

Cablurile avînd proprietăţile celui descris, vor găsi aplicaţie ca legături între centrale şi linii sau linii şi staţiile de transformare din centrele urbane.

Gh. T.

CZ 621.316 *Distribuţia şi reglarea energiei electrice*

CZ 621.316.7 – 503.5

Ströle, D. **Sisteme adaptive în acţionările electrice** (Adaptivsysteme der elektrischen Antriebstechnik). In : ETZ-A **88**, nr. 7, mai 1967, p. 182—185, 5 fig., 4 ref. bibl.

În partea introductivă a articolului se face o prezentare succintă a concepţiilor de bază privind sistemele de adaptare, insistîndu-se asupra deosebirii principiale care există între adaptarea comandată (prin modificarea parametrilor regulatorului pe baza legităţilor cunoscute în comportarea sistemului) şi cea reglată (prin modificarea parametrilor liberi ai sistemului pe baza unui şir de aproximaţii succesive privind răspunsul sistemului), considerentele făcute extinzîndu-se şi asupra acţionărilor electrice.

Pentru ilustrare se dau două exemple de acţionări electrice reglate.

Primul exemplu se referă la un caz de adaptare comandată, fiind vorba de asigurarea unei amortizări constante la o acţionare minieră unde reglarea turaţiei se face cu ajutorul unui reostat cu lichid şi unde comportarea sistemului se poate exprima analitic în mod simplu şi cu o aproximaţie satisfăcătoare. Adaptarea se obţine acţionînd asupra părţii de reglare prin liniarizarea rezistenţei reostatului cu lichid.

Al doilea exemplu ilustrează un caz de adaptare reglată fiind vorba de asigurarea pierderilor minime (respectiv puterea activă absorbită minimă), în cazul unei acţionări în curent continuu, în care variaţia cuplului rezistiv nu se cunoaşte. Adaptarea se poate obţine acţionînd asupra parametrilor liberi ai sistemului, în speţă modificînd necontenit în trepte mici curentul de excitaţie într-un asemenea sens încît puterea activă absorbită să tindă în permanenţă să se micşoreze. În modul acesta, puterea activă absorbită variază mereu în jurul valorii sale minime posibile, însă fără posibilitatea de sesizare a şocurilor de sarcină.

După cum se arată în articol, în acţionările electrice necesitatea şi posibilitatea adaptării comandate sînt mult mai frecvente decît cele ale adaptării reglate. Pentru aceasta din urmă pot fi luate şi alte criterii de adaptare, de exemplu, realizarea unor parametri economici, dar echipamentul se poate complica şi mări, astfel încît procedeul să devină nerentabil.

E. Ş.

CZ 621.316.718.5.001/2 : 621.382.333.3.022

Bolant, R. **Variatoarele de viteză cu tiristoare** (Les variateurs de vitesse à thyristors). In : L'Électricien **80**, nr. 2081, feb 1967, p. 33—41, 9 fig.

Privire de sinteză asupra tipurilor existente de variatoare de viteză cu tiristoare pe piaţa franceză, articolul aduce o punere la punct utilă privind elementele componente, variantele existente, avantajele şi limitele de utilizare a unui utilaj modern în instalaţiile de acţionări electrice reglabil şi care se găseşte încă în plină dezvoltare.

La trecerea în revistă a elementelor componente se arată, printre altele, că problema delicată a derivei amplificatoarelor de curent continuu s-a rezolvat folosindu-se transistoare de siliciu, de structură planară, montate în etaje simetrice. Mai reţinem afirmaţia că, în prezent, fiabilitatea elementelor de reglaj, îngrijit confecţionate, o depăşeşte pe cea a elementelor mecanice antrenate de variatoare şi în sfîrşit faptul că, după autor, tiristoarele de tip GTO care permit stingerea prin comandă directă sau cele de tip „Triac" sau „Symistor", îndeplinind funcţiile a două tiristoare montate în antiparalel — toate în curs de perfecţionare — nu vor aduce, prin introducerea lor în industrie, posibilităţi ensenţial noi.

Trecîndu-se la examinarea variatoarelor de viteză cu motoare de curent continuu, se descrie structura lor generală, spre a se trece apoi în revistă variantele folosite, monofazate (pînă la 10 sau 15 kW) şi trifazate (între 10 şi 250 kW), nereversibile şi reversibile (cu şi fără circulaţie de curent). Din articol reţinem, în special, observaţiile comparative privind puntea mixtă (semicomandată) şi cea completă (ca domeniu de utilizare, putere reactivă consumată, siguranţa în exploatare, preţ de cost etc.).

La examinarea variatoarelor de viteză cu motoare asincrone, punctul de gravitaţie îl constituie economicitatea soluţiei. Dezideratul economicităţii este realizabil cu motoare asincrone cu inele cu recuperarea energiei rotorice. Această soluţie prezintă avantaje nete, de exemplu, în cazul necesităţii folosirii unor motoare închise, a refolosirii unor motoare disponibile, a necesităţii folosirii unui arbore electric. În privinţa motoarelor asincrone în scurtcircuit, economicitatea se poate asigura folosind o punte mixtă montată între fazele motorului (conectate în stea) şi nul, putîndu-se asigura astfel un domeniu de variaţie de circa 1/20 pînă la o putere de circa 20 kW, alături de o precizie mai modestă. Pentru alte situaţii este necesară folosirea convertizoarelor de frecvenţă, care complică şi scumpesc echipamentul. Este interesantă remarca autorului cu privire la contradicţia în acest caz între simplitatea motorului, pe de o parte, şi montajul electronic pretenţios care se asociază la aceste instalaţii, pe de altă parte.

În articol sînt date şi o serie de exemplificări cu valori numerice ale performanţelor pentru instalaţii realizate de firma franceză „Compagnie Electro-Mécanique".

Articolul oferă — cu mici rezerve — o bună privire de ansamblu asupra stadiului actual al variatoarelor de viteză cu tiristoare folosite în industrie.

E. Ş.

CZ 621.316.718.5.004

Decharte, J. **Aplicaţie a variatorului electronic de viteză** (Application du variateur électronique de vitesse). In : L'Électricien **80**, nr. 2081, feb 1967, p. 42—46, 3 fig.

În articol se prezintă o aplicaţie a variatoarelor de viteză cu motor de curent continuu cu excitaţie constantă (denumite variatoare electronice de viteză) la un proces de fabricaţie în flux continuu a unor materiale complexe, formate din două sau mai multe substanţe, a căror protecţie poate varia între anumite limite, cantitatea de produs final rămînînd nemodificată. Aplicaţia se referă la cazul cînd amestecul se realizează volumetric.

Se examinează problema modificării proporţiilor amestecului şi se atrage atenţia asupra neajunsului procedeului care ar implica recalcularea, de către operator sau altcineva, a variaţiei necesare a vitezei motoarelor prin care se asigură transportul materialelor la locul de amestec (benzi transportoare cu secţiune de material transportat constant sau pompe volumetrice). Se admite că debitul volumetric al fiecărui material este proporţional cu viteza motorului corespunzător.

Înlăturarea neajunsului se poate obţine — conform celor arătate în articol — cu ajutorul unui calculator compus din autotransformatoare şi redresoare şi care, la modificarea proporţiei unui singur component în limitele admise (prin rotirea unui buton de comandă), rezolvă de la sine modificarea proporţiei celorlalte componente astfel încît cantitatea de material rezultant să rămînă nemodificată. În articol se arată modul în care se dimensionează calculatorul şi avantajele pe care le prezintă.

E. Ş.

CZ 621.316.53.027.2/002

Hildebrand, G. **Prima serie completă de întreruptoare trifazate limitatoare de la 16 A la 2 000 A, punct crucial în protecţia instalaţiilor** (Die erste vollständige Reihe Strombegrenzender Drehstrom-Leistungsschalter von 16 A bis 2 000 A, ein Wendepunkt im Ahlagenschutz). In: AEG Mitt. **57**, nr. 2, 1967, p. 68—71.

Creşterea puterilor instalate în reţelele de joasă tensiune duce la curenţi de scurtcircuit de valori însemnate.

O metodă de a limita consecinţele curenţilor de scurtcircuit (forţe electrodinamice şi încălziri suplimentare) este limitarea acestor curenţi atît ca valoare, cît şi ca timp.

În prezent, pentru limitarea curenţilor de scurtcircuit se folosesc fie siguranţe fuzibile (limitatoare), fie întreruptoare de putere limitatoare.

Avantajul întreruptoarelor limitatoare faţă de siguranţele fuzibile limitatoare este că după o întrerupere, aparatul poate fi conectat imediat, spre deosebire de siguranţa care trebuie înlocuită.

Întreruptorul este indicat şi cînd se cere o protecţie selectivă.

Întreruptorul limitator aduce avantaje incontestabile faţă de întreruptorul normal de putere. El reduce eforturile electrodinamice din instalaţii (corespunzător unui factor egal cu pătratul raportului dintre valoarea curentului limitat şi valoarea maximă a curentului dacă n-ar exista limitare), de asemenea reduce efectul termic la 1/10—1/20 faţă de cel în cazul întreruptorului normal, lucru care duce evident la instalaţii mai uşoare şi mai ieftine.

Principiul limitării curentului la întreruptoarele de putere este producerea arcului electric şi creşterea tensiunii acestui arc, imediat după apariţia scurtcircuitului, adică în perioada de creştere a curentului.

AEG foloseşte pentru acest lucru un electromagnet de repulsie şi în plus forţele electrodinamice din căile de curent.

Noua serie AEG de întreruptoare limitatoare acoperă marea parte a joasei tensiuni. Şapte gabarite, care nu diferă prin distanţele între şuruburile de fixare, racord etc. de întreruptoarele normale de joasă tensiune, dau următoarele performanţe indicate în tabela alăturată :

Tipul	Tensiunea nominală, V	Capacitatea de deconectare :		Timpul total de deconectare, ms	Factorul de limitare la capacitate nominală de deconectare (curent limitat/curent maxim prezumat)
		kA valoare eficace	la cos φ		
Mbs 16	220	10	0,5	5	0,15
Mbs 32	380	5	0,7	8	0,32
	500	2,5	0,7	8	0,52
M Cbs 62	220	20	0,3	5	0,25
M Cbs 102	380	12	0,3	8	0,44
	500	8	0,5	10	0,58
M Cbs 200	220	40	0,25	10	0,26
M Cbs 400	380	30	0,25	10	0,48
	500	25	0,25	10	0,60
MYbs 400	⩽500	100	0,2	10	0,3
MYbs 630	⩽500	80	0,2	10	0,42
MYbs 1000					
MYbs 1600	⩽500	100	0,2	10	0,52
MYbs 2000					

De remarcat că aceste întreruptoare limitatoare îndeplinesc şi toate funcţiunile întreruptoarelor normale de putere (protecţie la suprasarcină, la tensiune minimă).

GH. T.

CZ 621.316.53.027.718 AEG

Leber, R. **Întreruptorul AEG de mare putere cu jet în atmosferă** (Der AEG Hochleistungs — Freistrahlschalter) In : AEG Mitt. **57**, nr. 2, 1967, p. 49—54; Kriechbaum, K. Întreruptorul de mare putere cu jet în atmsoferă (Der Hochleistungs—Freistrahlschalter). In : ETZ—A **88**, nr. 9, 1967, p.213—217.

Ambii autori vin să prezinte un nou tip de întreruptor AEG.

Constructorii de întreruptoare de mare putere se străduiesc să realizeze aparate de putere cît mai ridicată, să reducă timpul de deconectare şi să reducă zgomotul produs la deconectare (mai ales la întreruptoarele cu aer comprimat).

Noul tip de întreruptor AEG cu jet în aer liber s-a dezvoltat pe baza unor elemente folosite la tipurile L, M, şi W care folosesc principiul suflajului în atmosferă.

El se construieşte în două variante : tipul H şi tipul I. Fiecare din cele două variante are dublă întrerupere pe fiecare element.

Tipul H este destinat pentru a putea fi asamblate întreruptoare pentru cele mai înalte tensiuni. Pentru un element tensiunea nominală este de 110 kV.

Tipul P este destinat în schimb curenţilor mai intenşi.

Cu aceste două tipuri firma acoperă întreaga gamă de tensiuni de la 60 la 750 kV folosind principiul Baukasten.

Ce aduce nou acest întreruptor faţă de seria veche?

În primul rînd s-a mărit mult tensiunea pe element, deci gabaritul întreruptorului pentru aceeaşi tensiune nominală s-a micşorat.

Se obţin puteri de rupere mult mai mari la aceeaşi tensiune, prin :

— contactul mobil este gol şi astfel vaporii metalici formaţi la piciorul arcului sînt suflaţi spre interior şi nu în zona arcului ;

— viteza contactului mobil este mai mare ;

— aerul comprimat necesar unei manevre complete (închidere-deschidere) se află în imediata apropiere a orificiului de stingere.

Cu aceste îmbunătăţiri, timpul total de întrerupere este de trei perioade, iar cu unele anexe la sistemul de comandă ajunge la două perioade, iar puterea de rupere atinge la 220 de kV 19 GVA, avînd trei elemente (şase camere), iar la 380 kV 32 GVA, cu patru elemente în serie (opt camere).

În ceea ce priveşte reducerea zgomotului la deconectare (datorită expandării aerului din întreruptor în atmosferă) s-a plecat de la constatarea că, în general, deconectări de scurtcircuite sînt mult mai rare decît de conectări la sarcina nominală sau curenţi mici.

S-a introdus un sertar care deschide nişte orificii mici în cazul deconectării curenţilor nominali şi cei mici, lăsînd să treacă în atmosferă o mică cantitate de aer.

La curenţii de scurtcircuit, în schimb, sertarul deschide complet orificiile de suflaj datorită efectului electrodinamic al curentului şi suflajul arcului este puternic.

A fost îmbunătăţită şi capacitatea de conectare, prin viteza mare a contactului mobil şi un contact fix format din 2 contacte tulipă, pentru a elimina vibraţiile în momentul închiderii.

Gh. T.

CZ 621.316.267 + 621.316.364.0027.7/8

Imhof, A. **Staţii capsulate de înaltă tensiune ; o privire de ansamblu** (Vollgekapselte Hochspannungs-Schaltanlagen. Ubersicht). In : E.T.Z. **64**, nr. 8, 1967, p. 153—165 şi E.T.Z. **64**, nr. 9, 1967, p. 173—183.

Autorul analizează stadiul actual în domeniul construcţiei staţiilor capsulate de înaltă tensiune şi unele probleme legate de viitorul acestor instalaţii.

Se arată că staţiile capsulate de înaltă tensiune sînt realizări relativ recente, posibile datorită producţiei pe scară industrială a unor noi materiale electroizolante (hexafluorură de sulf $SF/_6$ şi răşinile de turnare de tip epoxi) şi a unor tehnologii privind etanşările. În lucrare sînt arătate principalele tipuri de staţii realizate în prezent sau în stadiu avansat de fabricaţie, subliniindu-se că majoritatea firmelor folosesc ca mediu izolant SF_6 ; mai puţin folosit este aerul comprimat. Izolatoarele suport pentru barele colectoare sînt din răşină epoxi. Autorul indică, ca mediu izolant al viitorului, şi vidul.

În continuare sînt analizate problemele specifice ale acestor instalaţii, ca :

— separatoarele, care sînt, de obicei, cu mişcare de translaţie a cuţitului ;

— întreruptoarele de putere. În construcţiile actuale apar şi întreruptoare cu ulei puţin (Carol Emag) sau cu aer comprimat (Merlin et Gerin), dar majoritatea firmelor folosesc întreruptoare cu SF_{67} ;

— racordurile la cabluri sau linii aeriene ;

— barele colectoare ;

— transformatoarele de tensiune şi curent ;

— instalaţiile de protecţie şi control ;

— dispunerea în spaţiu a aparatajului instalaţiei ;

— datele privind dimensiunile de gabarit ale unor instalaţii realizate.

În final, autorul arată care sînt principalii factori de care trebuie să se ţină seamă la aprecierea economicităţii unor astfel de instalaţii şi prezintă rezultatele unor calcule efectuate.

Gh. T.

CZ 621.317 *Măsurări electrice*

CZ 621.317.39 : 628.192 : 662.753

Grabbe, F. **Verificarea straturilor de ulei pe suprafeţele apelor** (Nachweis von Oelverschmutzungen auf Wasseroberflächen). In : ETZ-B, nr. 26, dec 1966, p. 998—1 000, 3 fig., 1 grafic.

De multe ori, cantităţi foarte mici de impurităţi, ajunse din neglijenţă pe suprafaţa unor ape, pot deveni dăunătoare, respectiv pot face neutilizabilă apa respectivă. Sînt cazuri (apa de băut) unde chiar infiltraţii de 1 : 1 000 000 pot face apa complet inutilizabilă. Chiar în circuite interioare în cadrul industriilor, impurităţile de ulei pot astupa rapid filtrele de apă, făcînd astfel necesare curăţări migăloase şi întreruperi în exploatare. Important este ca astfel de infiltraţii de ulei să fie anunţate cît mai urgent. După ce sînt indicate condiţiile pe care un aparat protector trebuie să le îndeplinească, se trece la descrierea unui astfel de aparat realizat recent. Principiul de funcţionare se bazează pe diferenţa dintre conductibilitatea apei şi a uleiului.

Urmează descrierea aparatului şi a modului de funcţionare. Este vorba de un disc, care roteşte (pe un ax vertical) scufundat parţial în apă. Pe marginea (perimetrul) discului sînt înşirate, la distanţe egale, contacte electrice. În cazul existenţei uleiului, la ieşirea discului din apă, firul lichidului dintre două contacte perimetrice îşi schimbă rezistenţa electrică. Contactele, avînd toate legături cu dispozitivul de transmisiune, acesta înregistrează imediat diferenţa de rezistenţă, transmiţînd-o dispozitivului de alarmă electronic înzestrat cu transistoare. Cînd impurităţile depăşesc un anumit timp sînt declanşate semnale optice sau acustice. Aparatul este înzestrat şi cu un dispozitiv de înregistrare a cantităţilor de impurităţi conţinute în apă.

Gh. C.

CZ 621.387.132.2

Laloux, J. M. şi Bonaert, A. **Metodă grafică pentru determinarea mărimilor de ieşire a unui sistem de comandă pentru tiristoare** (Méthode graphique de détermination des grandeurs de sortie d'un système de comande pour thyristors). In : Revue E. Électricité, Électrotechnique générale, courants forts et applications, nr. 5, 1967, p. 161—169 , 16 fig., 3 ref. bibl.

Plecîndu-se de la limitarea în curent, tensiune şi putere a unui circuit din interiorul unui tiristor, se formulează condiţiile la care trebuie să răspundă sistemele de comandă, ţinînd seamă de mărimile de ieşire. Se studiază tensiunea de mers în gol şi rezistenţa internă a sistemelor de comandă printr-o metodă grafică care permite deducerea mărimilor de ieşire şi domeniile de variaţie admisibile. Se expune caracteristica tensiune-curent a sistemului electric studiat şi se fac consideraţii pe baza unui circuit electric în care este înserat sistemul de comandă. Se arată expresia matematică şi reprezentarea grafică a condiţiilor pe care trebuie să le satisfacă sistemele de comandă. Se deduc mărimile la ieşire pe cale grafică şi se indică avantajele metodei folosite. Se arată modul de folosire a diagramelor deduse pe baza unui exemplu numeric. Se insistă asupra simplităţii metodei şi se apreciază aplicabilitatea rezultatelor deduse pentru practica exploatării circuitelor electrice comandate cu ajutorul instalaţiilor prevăzute cu tiristoare.

A. C.

CZ 621.318 *Materiale magnetice. Magneţi. Electromagneţi. Relee*

CZ 621.318.321.045 2 : 537.312.62

Grandgeron, I. **Avantajele utilizării bobinelor supraconductoare în maser** (Avantages de l'emploi de bobinages sup raconducteurs dans un maser). In : L'onde Électrique, nr. 78, ianuarie 1967, p. 129—133, 8 fig.

Funcţionarea unui amplificator de tip maser necesită un cîmp magnetic continuu, care să corespundă unor condiţii de stabilitate şi de reglaj. Se examinează avantajele şi nea-

junsurile diferitelor metode care permit obţinerea unui cîmp magnetic şi se recomandă folosirea bobinelor supraconductoare ca fiind propice acestui scop. Se dă un exemplu de maser care foloseşte ca generator de cîmp magnetic tipuri de bobine supraconductoare.

După o succintă motivare a problemelor luate în discuţie se arată stadiul cercetărilor şi se precizează aspectele care vor fi dezvoltate.

Se pleacă de la condiţiile impuse cîmpului magnetic şi se caută cea mai adecvată cale pentru găsirea generatoarelor. Se compară posibilitatea creării unor astfel de cîmpuri cu electromagneţi : magneţi permanenţi şi bobine supraconductoare. Criobobinele folosite pot genera un cîmp magnetic teoretic maxim de $2{,}10^5$ Gs. Se indică tipul de criobobină folosită şi se arată caracteristicile principale. Astfel, cele două tipuri utilizate dau un cîmp magnetic maxim de $0{,}5.10^5$ Gs. Magnetul are o greutate de 5 kg şi un volum de 2 dm^3. Consumul de energie electrică este de 3 kW în cazul alimentării permanente şi de 0,2 kW la funcţionare intermitentă. Pentru un maser care foloseşte heliul lichid, utilizarea bobinelor supraconductoare aduce doar avantaje în ce priveşte stabilitatea, reducerea greutăţii şi volumului şi în simplitatea alimentării aparatului.

A. C.

CZ 621.353.3 *Pile cu depolarigent solid*

CZ 621.352.3.001.2

Huber, R. **Stadiul actual al pilelor uscate** (Der heutige Stand der Trockenelemente). In : ETZ-B, nr. 23, nov 1966, p. 864—868, 6 fig., 3 grafice.

Pila construită de Leclanché cu 100 de ani în urmă şi compusă din bioxid de mangan, soluţie de clorură de amoniu şi zinc este astăzi încă pila galvanică cea mai întrebuinţată, datorită preţului redus, fabricaţiei uşor de mecanizat, posibilităţi de depozitare îndelungată şi însuşirilor favorabile de exploatare la regim intermitent. După un scurt istoric al elementelor galvanice, în general, sînt indicate considerentele care au dus pe Leclanché la construcţia pilei sale. Primele două figuri din lucrare reprezintă secţiuni ale diferitelor forme în care se pot construi pilele pe bază de zinc — salmiac — bioxid de mangan, arătîndu-se că 90% din fabricaţia totală a elementelor galvanice primare ocupă pilele Leclanché. O dată cu introducerea transistoarelor s-a schimbat procentajul relativ al pilelor de mai sus şi al pilelor cu zinc şi oxid de mercur. O tabelă prezintă comparativ dimensiunile celor două categorii de pile, iar într-o figură se prezintă secţiunea unei pile alcalice cu oxid de mercur. Într-un grafic sînt arătate curbele de descărcare ale ambelor sisteme. Sînt discutate apoi cazurile în care pot fi preferate una sau alta dintre pile. Urmează consideraţii tehnologice, inclusiv dificultăţile care apar în fabricaţia diferitelor pile. Se prevede fabricaţia unor pile mai ieftine, care să conţină magneziu sau aluminiu în loc de zinc. O tabelă redă densitatea de energie a diferitelor sisteme de pile. Articolul se încheie arătînd posibilităţile care se întrevăd în dezvoltarea acestor baterii.

Gh. C.

CZ 62 : 515 : 518.5

Horn, G. **Desene executate cu maşina** (Zeichnungen maschinell hergestellt). In : E.T.Z.-B, nr. 3, febr 1967, p. 65—69, 8 fig., 1 schemă, 1 grafic.

Pentru mărirea vitezei şi a preciziei în executarea desenelor, a schemelor-bloc, a circuitelor, a clişeelor de circuite imprimate, a gravurilor etc. s-a recurs la un nou domeniu al automatizării, la maşinile de desenat cu comandă numerică. Autorul dă cîteva exemple din acest domeniu.

În trecut se comandau numeric doar cîteva categorii de maşini, în special cele de aşchiere. La maşina de desenat comandată numeric trebuie programate, în primul rînd, benzile perforate. Programarea se poate executa manual sau cu maşina. Desenele executate cu astfel de maşini nu prezintă erori mai mari decît 0,01 mm. O fotografie arată o astfel de maşină de desenat, iar o a doua fotografie, o maşină pentru gravuri etc. Există trei categorii de comenzi numerice, maşinile comandate lucrînd întotdeauna după un sistem al lor de coordonate, acestea fiind paralele cu direcţiile de mişcare a maşinii respective.

Este descrisă apoi în funcţionare maşina „AEG-Numeric 232", arătîndu-se şi un desen executat, inclusiv exemplul respectiv de programare, cum şi operaţia de programare în amănunt. Pentru părţi din desene (în special din scheme electrice) care se repetă, se realizează programe secundare, a căror reproducere simplifică mult operaţia de desenare. Şi pentru acestea se arată exemple corespunzătoare : o gravură cu literile alfabetului şi o schemă de curent trifazic. Combinaţia cu maşini electronice de calculat reprezintă o nouă posibilitate a reducerii timpului de programare.

Gh. C.

CRONICĂ

A V-a Sesiune tehnico-ştiinţifică IRME

CZ 061.3 : 621.3 IRME „1967"

În zilele de 25—27 mai 1967 s-au desfăşurat lucrările celei de-a 5-a sesiuni tehnico-ştiinţifice a Intreprinderii pentru raţionalizarea şi modernizarea instalaţiilor energetice (I.R.M.E.) cu tema : „Noi elemente şi procedee tehnologice introduse în exploatarea sistemului energetic".

În şedinţa festivă de deschidere, după cuvîntul reprezentantului Ministerului Energiei Electrice, tov. ing. Gh. Bălan, directorul întreprinderii, a sintetizat rezultatele atinse în cercetarea şi dezvoltarea echipamentului electroenergetic.

Au urmat comunicările pe secţii, din care reţinem în rezumat numai pe acelea care se încadrează în profilul revistei noastre.

A. Secţia echipament electric în centrale, staţii şi reţele

Ionescu, Al., Popa, B., Bensimon, A. şi *Bratu A.* : Supratensiuni în regim de alimentare nesimetrică a liniei de 400 kV Luduş—Mukacevo.

Se prezintă rezultatele probelor efectuate pe linia de 400 kV Luduş—Mukacevo, cu scopul de a determina valoarea supratensiunilor în regim asimetric de alimentare. Cu acest prilej s-au înregistrat variaţii de tensiune în regim tranzitoriu şi în regim permanent de alimentare în două faze ale liniei. În acest regim, potrivit calculelor, urmau să apară supratensiunile cele mai periculoase.

Rezultatele probelor indică valori ale supratensiunilor mult inferioare celor determinate prin calcul analitic. Totuşi, regimul de alimentare în două faze a liniei comportă valori

periculoase pentru izolaţia autotransformatorului de 400/220 kV. Probele au fost executate în colaborare cu specialiştii de la VNIIE (Moscova).

Popa, B. şi *Launer, D.*: Analiza comportării şi a modului de utilizare a descărcătoarelor în exploatare

În prima parte a lucrării se analizează cauzele posibile de defectare a descărcătoarelor cu rezistenţa variabilă şi tubulară, ca apoi să se prezinte statistica de deteriorare a descărcătoarelor în exploatare.

În cea de-a doua parte a lucrării se analizează posibilităţile de protejare a post urilor de transformare, indicîndu-se, funcţie de puterea acestuia, tipul de descărcător utilizabil. Se stabilesc în final caracteristicile descărcătorului tubular necesar pentru protecţia posturilor de transformare.

Mumjinschi, E. şi *Ianovici, R.*: Eficacitatea încercării preventive a cablurilor de înaltă tensiune

Se examinează modul actual de încercare a cablurilor de înaltă tensiune în exploatare şi eficacitatea acestor încercări în ceea ce priveşte eliminarea avariilor. Totodată se prezintă o serie de metode pentru mărirea eficacităţii încercărilor preventive ale cablurilor, printre care menţionăm mărirea tensiunii de încercare sau micşorarea intervalului între două încercări consecutive. În încheiere se arată necesitatea trecerii la o tensiune de încercare mai ridicată în metodele de efectuare a încercărilor preventive în noile condiţii.

Zamft, I.: Cercetări privind introducerea periilor de fabricaţie românească la generatoarele din centrale

Experimentări de perii româneşti, efectuate în centrale pe generatoarele de 20, 50 şi 100 MW, au scos în evidenţă trei mărci de perii româneşti: EG 4—R, GR—3, şi GR-9, care, în cadrul probelor pe generatoare, au înlocuit în condiţiuni bune mărcile iniţiale folosite din import. Extinderea funcţionării acestor calităţi de perii în opt termocentrale acoperă 70,02% din puterea instalată de M.E.E. pe partea termică la 1 ianuarie 1966 (exclusiv Diesel şi turbina cu gaze).

Un scurt calcul economic făcut numai pentru aceste centrale, unde se vor folosi perii româneşti, arată o economie de 157 000 lei. Calităţile de perii arătate sînt capabile să înlocuiască periile din import.

Creţu, D., Marini, G. şi *Tritescu, Al.*: Determinarea efectelor tracţiunii electrice în sistemul electroenergetic

Se prezintă rezultatele măsurătorilor întreprinse în sistemul energetic pentru determinarea influenţei consumului căii ferate Braşov—Cîmpina, electrificată, în curent alternativ monofazat. Se prezintă caracteristicile şi parametrii specifici sarcinii tracţiunii electrice (conţinutul de armonici, distorsiunile, factorul de putere etc.), distorsiunile şi dezechilibrele curbelor tensiunilor şi curenţilor pe barele staţiilor şi, respectiv, pe liniile electrice de transport, precum şi perturbaţiile ce apar în regimurile de funcţionare a generatoarelor sincrone din centralele învecinate. Se compară rezultatele măsurătorilor cu cele calculate analitic şi se prezintă concluziile privitoare la problemele analizate.

Goldenberg, R. şi *Radu, N.*: Contor electronic de numărat punerile la pămînt în reţelele electrice de înaltă tensiune

Se prezintă un tip de contor electronic care numără punerile la pămînt trecătoare şi persistente din reţelele electrice de înaltă tensiune. Aparatul a fost proiectat la I.R.M.E. şi experimentat în reţelele 15 kV IRE Dobrogea, 15 kV IE Sibiu, 25 kV IRE Ploieşti, 35 kV IRE Braşov.

Aparatul funcţionează pe principiul unei scheme releu tiratron cu catod rece. Au fost luate măsuri de precauţie împotriva înregistrărilor eronate, datorate întreruperilor sau restabilirilor bruşte ale tensiunii de alimentare, fluctuaţiilor de tensiune din reţea, cît şi a supratensiunilor induse în reţea din alte circuite.

În exploatare, aparatul a avut o funcţionare stabilă, care nu necesită verificări sau reetalonări, lipsind elementele de uzură (tuburi cu filament etc.). Uzura în timp este redusă, fiind determinată de durata de funcţionare a tuburilor cu gaz.

Goia, L. şi *Goldenberg, R.*: Variaţia rezistivităţii solului

Lucrarea prezintă metodele de măsură a rezistivităţii solului, factorii ce influenţează această mărime şi felul cum poate fi studiată variaţia locală şi anuală a acesteia.

Se analizează rezultatele experimentale obţinute în cursul anului şi utilajele realizate în I.R.M.E. în scopul rezolvării problemelor. Se fac aprecieri şi se dau indicaţii cu privire la proiectarea prizelor de pămînt după criteriile economicităţii şi stabilităţii.

Cigusievici, M.: Cercetări privind comportarea echipamentului electroenergetic de înaltă tensiune în exploatare

Se analizează deficienţele principale ale echipamentului electroenergetic, fabricat în ţară, care au dus la avarii importante în instalaţiile electrice, arătîndu-se măsurile luate sau propuse pentru înlăturarea acestora. Se insistă în mod special asupra cauzelor de avarie a transformatoarelor de mare putere cu trei înfăşurări din staţia 110 kV Roznov—Săvineşti şi se propun o serie de măsuri pentru producţia viitoare a acestor transformatoare.

Popescu, V., Zimand, R., Viaşu, I., prof. *C. Dinculescu, Arie, A.* şi *Selischi (I.P.B.)*: Studiul pe model dinamic de sistem a funcţionării dispozitivului de blocaj la pendulaţii cuprinse în protecţiile de distanţă folosite în reţelele electrice din Republica Socialistă România.

În ultimii ani s-au produs cîteva extinderi de avarii în sistemul energetic naţional, ca urmare a funcţionării intempestive la pendulaţii ale protecţiilor de distanţă pe liniile de 110 şi 220 kV. Un studiu sistematic al comportării protecţiilor de distanţă şi dispozitivelor de blocaj împotriva funcţionării incorecte la pendulaţii cu care acestea sînt în general echipate nu se poate face direct în sistemul energetic şi din acest motiv s-a recurs la modelul dinamic de sistem al laboratorului de centrale şi staţii din Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din Bucureşti. Se prezintă rezultatele experimentale şi concluziile asupra comportării la pendulaţii a unor protecţii de distanţă cu dispozitive de blocaj la pendulaţii incluse frecvent, folosite în reţelele de înaltă tensiune din Republica Socialistă România: R.D.—110, D—111 şi R-3, Z-24, precum şi a releului de blocaj FRC-2 B fabricat de I.R.M.E. pentru protecţia R.D—7.

Iliescu, Nic., Constantinescu, M. şi *Zimand, R.*: Teledeclanşarea

Se prezintă discutarea şi alegerea soluţiei unui dispozitiv pentru transmiterea comenzii de declanşare de la protecţie de la un capăt la celălalt al unei linii electrice prin curenţi purtători.

Lupu, Al., Berindei, St., Vartic, D. şi *Lăzărescu, M.*: Releu diferenţial static

Lucrarea prezintă rezultatele obţinute la elaborarea unei variante de releu diferenţial pentru protecţia transformatoarelor şi generatoarelor, realizat pe un principiu „static".

Releul astfel conceput prezintă avantajele unui ansamblu trifazic unitar de gabarit mic, consum mic în circuitele de curent, viteză mare de răspuns la scurtcircuitele în zonă, insensibilitate la şocul de magnetizare la anclanşarea transformatoarelor de forţă şi posibilitatea obţinerii unei caracteristici convenabile lucru — frînare. La probele în laborator reţea, releul diferenţial static s-a comportat corespunzător.

Feldman, I., Ungureanu, A. şi *Raţiu, A.*: Protecţia prin relee a posturilor de transformare echipate cu întreruptoare tip Delle, fără cursa de curent continuu operativ

Lucrarea se referă la adaptarea întreruptorului fabricat după licenţă Delle (5.0.10±20 kV) la dispozitivele elaborate de I.R.M.E. pentru protecţiile în curent alternativ operativ. Se arată posibilităţile de adaptare şi reglaj ale întreruptorului, precum şi rezultatul probelor efectuate în condiţiile de adaptare. Se analizează o serie de scheme de protecţie, luîndu-se în discuţie şi criteriile de care trebuie să se ţină seamă la întocmirea lor.

Pentru exemplificare se dau şi schemele întocmite pentru o instalaţie proiectată.

Zimand, R., Mihordea, V., Arhanghelschi, I. şi *Stelescu, D.*: Elaborarea unui releu pentru sesizarea punerilor la pămînt în reţelele cu neutrul izolat sau compensat

În anul 1966 s-au elaborat în I.R.M.E. cîteva prototipuri de releu şi dispozitive pentru sesizarea selectivă a punerilor la pămînt în reţelele care funcţionează cu neutrul izolat sau compensat.

După ce se trec în revistă criteriile care pot sta la baza unor asemenea relee, se descriu două prototipuri construite la I.R.M.E.: unul folosind polaritatea componenţei active a curentului de defect şi al doilea folosind criteriul de amplitudine al sumei armonicilor superioare conţinute în curentul de defect. Se comunică rezultatele obţinute la probele efectuate în reţea.

Pantea, Al.: Procedeu şi schemă pentru blocarea protecţiei de distanţă la dispariţia tensiunii pe toate trei fazele

La protecţiile de distanţă cu pornire la impedanţa minimă (R. D_3, L_8 S, D.200) pot interveni declanşări intempestive date de arderea siguranţelor în circuite de tensiune. În cazul dispariţiei tensiunii pe toate fazele (deschidere a separatorului transformatorului de tensiune, scoaterea greşită a blocului de tensiune etc.), protecţia de distanţă nu este blocată, iar liniile afectate de lipsa tensiunii pot declanşa. Pentru remedierea acestui neajuns s-a propus soluţia din referat: la dispariţia simultană a tensiunii pe cele trei faze se blochează protecţia de distanţă. Blocajul se menţine şi pentru cazul arderii siguranţelor pe o fază sau pe două.

Dispozitivul s-a realizat cu utilaj din ţară. Soluţia a fost aplicată în instalaţiile I.R.E.P. şi acceptată de M.E.E. pentru generalizare. A dat rezultate bune.

B. Secţia automatizări, telemecanică, telecomunicaţii

Ionescu, V.: Funcţionarea în paralel a două sisteme energetice prevăzute cu reglaj automat al frecvenţei şi puterii de schimb

Cercetarea s-a efectuat considerînd cazul unui sistem energetic unitar, ca punct de plecare pentru acordarea convenţională la consum şi perturbaţie, iar apoi s-a trecut la analiza procesului de reglare în cazul reprezentativ a două sisteme energetice.

S-au obţinut următoarele rezultate esenţiale:

— acordarea la consum justifică un regulator de tip PI acordat după criteriul compensării polului stabil cel mai apropiat, timpul tranzitoriu impunîndu-se;

— acordarea la perturbaţie, numai în cazul structurii impuse de regulator PI, este echivalentă cu cea la consum;

— sinteza la perturbaţie impune un regulator de PI (D);

— parametrul reprezentativ al sistemului energetic ca obiect reglat este produsul dintre gradul de statism primar şi factorul de amplificare în stare deschisă a buclei de putere;

— dependenţa între dozajul în funcţie de puterea de schimb şi parametrii acordului de frecvenţă este slabă;

— factorul de dozaj al puterii de schimb trebuie considerat inferior gradului de statism primar, avînd ordine de mărime (0,6+6) din statismul primar. Evaluarea performanţelor tranzitorii s-a efectuat pe calculatorul analogic I.R.M.E.

Ludaş, M., Iancu, Al. şi *Leonida, D.*: Soluţia pentru automatizarea hidrocentralei Bistriţa

Pentru conducerea dintr-un singur punct de dispecer a hidrocentralelor construite dintr-un număr mare de centrale hidroelectrice, în urma cercetărilor efectuate de I.R.M.E. în anul 1966, s-a elaborat o schemă de automatizare care implică un volum mic de telecomandă şi prezintă în acelaşi timp multă elasticitate de funcţionare. Schema va fi aplicată în anii 1967 şi 1968 la automatizarea hidrocentralei Bistriţa, unde va asigura repartiţia automată a puterilor între centralele prevăzute cu lac de acumulare şi reglare automată a nivelului la centralele de pe canalul Piatra Neamţ—Buhuşi.

Vaisman, L.: Echipament de telemecanică pentru comanda hidrocentralelor automatizate complexe tip TELEMARC

Lucrarea are ca obiect stabilirea structurii echipamentului de telemecanică pentru comanda hidrocentralelor automatizate la nivel de centrală. Din analiza volumului de telemecanică şi a condiţiilor tehnologice a rezultat ca optim un echipament cu funcţionare ciclică şi exprimare numerică a mărimilor pentru ambele sensuri de circulaţie a informaţiilor, realizat din subansamblurile echipamentelor tip TELESTAT şi TELECIN.

Herlea, A.: Sumator magnetic

Aparatul este destinat însumării, în circuite galvanic separate, a unor mărimi de curent continuu. Se compune dintr-un transformator de stabilizare, pe miez cu ciclu dreptunghiular, a cărui tensiune secundară, de valoare medie redresată constantă, alimentează o reactanţă saturabilă (elementul de însumare), un circuit de compensare şi un filtru L.C.

Clasa de precizie a sumatorului este 0,5 ca aparat indicator, cu afişarea prin intermediul unui miliampermetru indicator şi 1,5 ca element de automatizare (inclusiv abaterea de la liniaritate şi distorsiunile tensiunii de ieşire).

La varianta ca element de automatizare, sumatorul dă la ieşire 10 V pe 10 kΩ. însumîndu-se curenţi între 0 şi 1 mA pe o impedanţă de intrare de 1 kΩ.

Varadi, Gh.: Cercetări privind realizarea unui voltmetru numeric

Introducerea procedeelor numerice în măsurarea şi reglarea automată este o tendinţă actuală a tehnicii mondiale. Instalaţiile de înregistrare şi prelucrare automată centralizată a datelor de dispecer sînt realizate aproape în exclusivitate pe baza tehnicii numerice. Se prezintă mai multe variante posibile de realizare a unor dispozitive complet numerice de măsurare a puterii, care permit obţinerea unei precizări mai bune de 1%. Dispozitivele conţin în schemă elemente de comutaţie statică, realizate pe bază de materiale fabricate curent în ţară. Schemele sînt constituite din module funcţionale, care stau la baza unor realizări ulterioare de dispozitive numerice cu alte funcţiuni. Dispozitivele numerice de măsurare a puterii vor putea fi aplicate nemijlocit în instalaţiile de reglare centralizată de dispecer, precum şi în instalaţiile de reglare numerice, care urmează să fie realizate în viitor, cu avantaje tehnice şi economice însemnate.

Binder, H.: Voltmetru cu scară dilatată

Exigenţa sporită în menţinerea tensiunii normale în reţelele de distribuţie a impus îmbunătăţirea clasei de precizie a voltmetrelor. Dintr-un număr mare de principii de funcţionare s-a ales principiul dilatării electrice, care permite reducerea erorilor raportate datorită frecărilor, arcurilor spirale, înclinaţiei etc., reperul zero fiind la un capăt al scării gradate şi se poate conecta în timpul exploatării. Se folosesc aparate magneto-electrice robuste, de construcţie obişnuită, care se fabrică curent în ţară.

Sesiunea a scos încă o dată în evidenţă posibilităţile mari de a moderniza echipamentul din sistemul nostru energetic, orientînd cercetările şi elaborările pe necesităţi şi pe elemente concrete. Delimitarea şi coordonarea activităţii I.R.M.E. faţă de I.C.P.E., Institutul de cercetări şi proiectare pentru industria electrotehnică din M.I.C.M. mai lasă încă de dorit.

Acad. *Aurel Avramescu*

SCURTE ŞTIRI

Oxidul elementului europiu (simbolul chimic Eu — un cement din aşa-numite pămînturi rare) se utilizează la fabricarea ecranelor pentru televiziunea în culori. Adăugarea lui în pătura activă a ecranului sporeşte strălucirea imaginii.

Europiul se livrează cu duritatea de 99,9%. Extracţia sa în S.U.A. va fi sporită pînă la 2 700 kg anual. Costul materialului, care în prezent este foarte ridicat (4-400 DM pe 1 kg), urmează a se reduce considerabil prin organizarea mai economică a procesului de extracţie.

Din: Elektrotechnik, nr. 6, 1966.

Contorul de curent şi contorul de gaz pot fi citite de la distanţă cu ajutorul unei instalaţii noi, prin intermediul liniei telefonice. În general, convorbirile telefonice simultane nu sînt perturbate. La o experienţă efectuată pe scară mare (într-o perioadă de 16 luni au fost stabilite 11 000 date) au fost determinate datele numerice aduse direct la un tabulator, care scria imediat conturile individuale. Întreaga experienţă a fost foarte reuşită.

Din: Elektrotechnik, nr. 6, 1966.

Cu ajutorul unui bisturiu de plasmă se vor putea efectua în viitor intervenţiile chirurgicale fără hemoragii. Plasma, la temperatura de cîteva mii de grade, va evapora instantaneu apa din celulele ţesutului, unde dispozitivul va atinge corpul. Presiunea aburului apărut va rupe pereţii celulelor, formînd, din aceasta, o secţiune necesară.

Simultan, se va arde şi se va coagula ţesătura ruptă şi, prin aceasta, suprafaţa tăiată se va închide instantaneu. La dezvoltarea dispozitivului descris se lucrează intens şi medicii chirurgi speră că în curînd acesta va fi terminat.

Din: Elektrotechnik, nr. 6, 1966.

O maşină automată de încercări pentru sudura firelor subţiri cu diametrul numai de cîţiva microni a fost elaborată în U.R.S.S. Întreg dispozitivul are dimensiunile de 200 × 300 mm şi lucrează cu curent alternativ pînă la 3 000 A. Perioada ciclului de sudură propriu-zis este mai mică decît o sutime de secundă. La deservirea dispozitivului trebuie folosit un microscop.

Din: Elektrotechnik, nr. 6, 1966.

Cel mai mare şi mai greu generator electric din lume a fost construit de Societatea General Electric Company. Maşina are puterea de 724 MVA şi cîntăreşte 332 t. Va alimenta, singură, cu energie electrică, un oraş cu 600 000 de locuitori din statul Ohio. Generatorul a fost transportat la locul de destinaţie, pe calea ferată, pe un vagon special. Pînă în prezent, aceasta este cea mai grea instalaţie, dintr-o bucată, care a fost transportată pe căile ferate americane.

Din: Elektrotechnik, nr. 7, 1966.

O instalaţie transistorizată de reglare, care se aplică pentru controlul temperaturii la termostate pentru copiii sugaci şi pentru semnalizarea variaţiilor nefavorabile ale condiţiilor a fost elaborată de o firmă engleză. Instalaţia permite reglarea precisă a temperaturii în limite destul de largi (în jur de 20°C). Deranjamentele în alimentarea cu energie electrică sînt semnalizate instantaneu, acustic. Drept elemente active de reglare se folosesc elemente semiconductoare.

Reglarea precisă a puterii o efectuează termostoarele. Dispozitive speciale de protecţie mai controlează în mod deosebit întregul sistem de protecţie şi de reglare. Unitatea de dirijare suportă fără deranjament şi un scurtcircuit de scurtă durată. Sistemul de reglare se poate racorda la semnalizarea de distanţă, ceea ce este necesar în acele cazuri cînd noul născut trebuie să fie supravegheat continuu.

Din: Elektrotechnik, nr. 7, 1966.

Prima uzină electrică din R.F.G., în care au fost instalate turboagregate cu o putere de peste 200 MW fiecare, a fost construită nu departe de oraşul Hanovra. În prima etapă a construcţiei s-au dat în exploatare două turboagregate de condensare (lungimea unitară 43,5 m, greutatea 1 600 t). Generatorul are puterea nominală de 270 MW, la o temperatură a apei de răcire de 12°C. Puterea unui bloc pe fiecare unitate (adică inclusiv puterea absorbită de pompele de alimentare) este de 280 MW.

Aburul, care intră în turbină, are presiunea de 225 at şi temperatura de 535°C. Generatoarele sînt cuplate direct cu turbine şi au 3 000 rot/min, tensiunea de 21 kV şi sînt proiectate pentru o putere aparentă de 312,5 MVA cu factorul de putere cos $\varphi = 0{,}8$.

Din: Elektrotechnik, nr. 7, 1966.

Zgomotul supărător produs de roţile tramvaielor la intrarea în curbe a fost mult diminuat în momentul intrării în curbe, stropindu-se roţile cu apă. Pentru încercare, într-un oraş din Germania, s-au montat la vagoane dispozitive comandate printr-un dispozitiv electric, cu ajutorul cărora bandajele roţilor din faţă se stropesc la intrarea în curbe.

Din: ETZ-B, nr. 16, 1966.

Tractoare comandate de la distanţă (fără fir sau prin cablu) au fost realizate de patru firme britanice. Tractoarelor li se pot transmite comenzi pentru 28 de manevre diferite.

Din: ETZ-B, nr. 18 — 19, 1966.

Pentru combaterea zgomotelor se foloseşte un mic instrument electronic, la care se aprinde un bec electric în momentul cînd zgomotul produs de un vehicul depăşeşte o anumită valoare, în dB.

Din: ETZ-B, nr. 18 — 19, 1966.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu: prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando, nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon: redactor şef: 14.63.86; secretar general de redacţie: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament: 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 5584.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41 400

SOMMAIRE

CD 621.318.34.042.13 : 621.3.14.33 : 537.311.5

Cupşa, A. : **L'étude théorique et expérimentale du régime transitoire dans les circuits magnétiques massifs à symétrie cylindrique.**

Electrotehnica **15**, no. 8, août 1967, p. 277–288

On analyse le comportement, en régime transitoire, lors du déconectage brusque de la bobine d'excitation de certains circuits magnétiques massifs, à écran, qui ne sont pas étudiés dans la littérature. L'étude a été effectuée en adoptant une série d'hypothèses simplifiantes concernant en particulier la répartition spatiale du champ magnétique, fait qui a conduit à deux variantes de calcul. En même temps on a considéré le flux rémanent et la non-liniarité de la branche descendante du cycle de hystérésis et on a obtenu l'encadrement supérieur et inférieur de la solution réelle.

Pour vérifier les hypothèses simplifiantes adoptées ainsi que l'influence de l'écran sur les phénomènes transitoires, on a construit un modèle sur lequel on a oscillographié, dans six cas distincts, la variation du flux magnétique pendant un certain intervale de temps, variation que l'on a comparée à celle déduite au moyen des calculs. On a constaté des différences de tout au plus $\pm 4\%$, la variation du flux magnétique pendant un certain intervale de temps restant pratiquement exponentielle, différant en celà des circuits non-écranés.

CD 621.313.323.013.82 : 621.3.016.35

Creţu, D. et *Bărgăoanu, M.* : **L'étude du comportement des moteurs synchrones, par rapport aux paramètres du système de réglage de l'excitation**

Electrotehnica, **15**, no. 8, août 1967, p. 289–295

Après une présentation sommaire du problème du réglage de l'excitation des moteurs synchrones à charge fort variable, on étudie les effets du réglage de l'excitation à commande, après l'abattage de l'angle interne $\Delta\theta$, après le glissage $s = \frac{1}{\omega_s}$. $D\theta$ et l'accélération $D\omega = D^2\theta$ sur le comportement dynamique et statique du moteur synchrone. On examine en même temps l'influence des constantes de temps, ainsi que celle des coefficients du réglage.

CD 621.317.321.083.€ : 538.652

Wagner, E. et *Constantin, Gh.* : **La détermination du rapport de deux tensions continues en utilisant l'effet magnéto-résistif des semi-conducteurs.**

Electrotehnica **15**, no. 8, août 1967, p. 295–297

On démontre théoriquement la possibilité de réaliser un circuit analogique de division en employant des plaquettes à effet magnéto-résistif. On analyse les facteurs qui déterminent la liniarité, les erreurs etc. On donne aussi des résultats expérimentaux.

CD 621.327.42.026.4 : 535.241.41

Puşcaşu, S. : **Considérations concernant l'accroissement de l'efficacité lumineuse des tubes fluorescents lorsque ces derniers sont alimentés avec des tensions à haute fréquence.**

Electrotehnica **15**, no. 8, août 1967, p. 298–301

Dans cet article on présente les avantages de l'alimentation des tubes fluorescents avec des tensions de haute fréquence ; on explique le phénomène physique de l'accroissement de l'efficacité lumineuse lors de l'utilisation de ce mode d'alimentation et on présente quelques essais expérimentaux, en tirant les conclusions qui s'en suivent.

DE L'ACTIVITÉ DE RECHERCHE

CD 621.382.2.014.13 : 621.317.39

Poenaru, D. : **Impulsions électriques fournies par les détecteurs de radiations à dispositifs semi-conducteurs de forme cylindrique.**

Electrotehnica **15**, no. 8, août 1967, p. 301–306

On fait le calcul de la forme de l'impulsion de courant et de la charge électrique, obtenue en collectant une seule paire électron-vide crée par ionisation dans le volume sensible d'un détecteur Ge(Li) de forme coaxiale, qui fonctionne en étant refroidi à la température de l'azote liquide.

COMPTES RENDUS 306–307
RÉFÉRATS 307–313
CHRONIQUE 313–315
BRÈVES NOUVELLES 316

CZ 621.315.613.1.001.5

Abramişvili, D. A. ş.a. **Caracteristicile electrice ale unui material electroizolant pe bază de mică cu lianţi refractari.** In : Elektrotehnika, nr. 10, oct 1966, p. 47—50, 6 fig., 3 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.315.614.6.002.2

Dvornik, M. J. **Fabricarea hîrtiei izolatoare, deshidratare şi impregnare.** In : Electron—Comp- **7**, nr. 10, oct 1966, p. 949—952, 3 fig.

CZ 621.315.614.2 : 001.4

Bruzuska, L. şi *Widmann, W.* **Încercări pentru determinarea rezistivităţii uleiurilor izolante şi a izolaţiilor în dielectricul hîrtie-ulei împotriva gazului.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **88**, nr. 3, 1967, p. 69—74, 11 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.315—617.4

Schwabe, G. **Progrese în domeniul lacurilor pentru sîrme.** In : Elektrie, **21**, nr. 4, apr 1967, p. 144—146, 3 ref. bibl.

CZ 621.316. DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.004.64 : 621.382

Hrustalev, A. A. **Instalaţie de automatizare contra avariilor pe bază de dispozitive semiconductoare.** In : Izv. VUZ. Energhetika, **9**, nr. 9, sep 1966, p. 8—16, 3 fig., 2 tab., 18 ref. bibl.

CZ 621.316.53 : 621.316.933.8 : 624.001.5

Gerloch, F. şi *Maeck, R.* **Experienţe cu disjunctoare cu curent de avarie în mare sensibilitate de declanşare.** In Electrotechn. Zeit. (ETZ-B) **19**, nr. 1, 1967, p. 14—17, 3 fig.

CZ 621.316.542.181.4

Hofer, Th. **Microîntreruptoarele.** In : Bull. ASE **57**, nr. 20, 1 oct 1966, p. 913—918, 11 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.39 : 681.121.89

Heinf. B. **Măsurarea inductivă a debitului.** In : Electrotechn. Zeit. (ETZ-A) **19**, nr. 1, 1967, p. 7—11, 5 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.317.715

Limann, O. **Comparaţie între galvanometrul electronic şi galvanometrul cu oglindă.** In : Elektrotechnik **48**, nr. 33, oct 1966, p. 769—772, 4 fig.

CZ 621.317.753

Sörensen, Ch. şi *Bienecke, O.* **Nou osciloграf cu raze luminoase şi mare capacitate.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **19**, nr. 1, 1967, p. 12—14, 4 fig.

CZ 621.310 CONDENSATOARE

CZ 621.319.4.018.756

Szczepanski, Z. **Fenomenul de ionizare în condensatoarele de impuls.** În : Przeglad Elektrotechn. **42**, nr. 10, oct 1966, p. 405—406, 4 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.319.4.018.756.002.2

Zalewski, J. **Materialele şi tehnologia de fabricaţie a condensatoarelor de impulsuri.** In : Przeglad. Electrotechn. **42**, nr. 10, oct 1966, p. 406—409, 6 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.319.51

Sadowski, M. **Descărcătoarele cu vid, comandate, pentru generatoare de impulsuri de putere.** In : Przeglad. Elektrotechn. **42**, nr. 10, oct 1966, p. 412—416, 9 fig., 1 tab., 18 ref. bibl.

CONTACT-1, CONTACT-2A CONTACT-3A CONTACT-4...

Microsudura în diferite domenii ale ştiinţei şi tehnicii, în special în industria semiconductoarelor prin:

- **presiune cu deplasarea separată a sîrmei şi a sculei;**
- **presiune cu deplasarea combinată a sîrmei şi a sculei;**
- **presiune cu încălzire prin impuls:**
- **prin ultrasunet.**

Este asigurată de utilajul oferit A/U „Tehmaşexport". Folosirea micromanipulatoarelor de înaltă precizie de construcţie originală şi a microscoapelor binoculare, o gamă largă a racordurilor de sudură de la 0,0010 pînă la 0,10 mm, precum şi efectuarea sudurii în mediul protejat, fac ca instalaţiile tip „Contact" să fie de neînlocuit la microsudura de precizie.

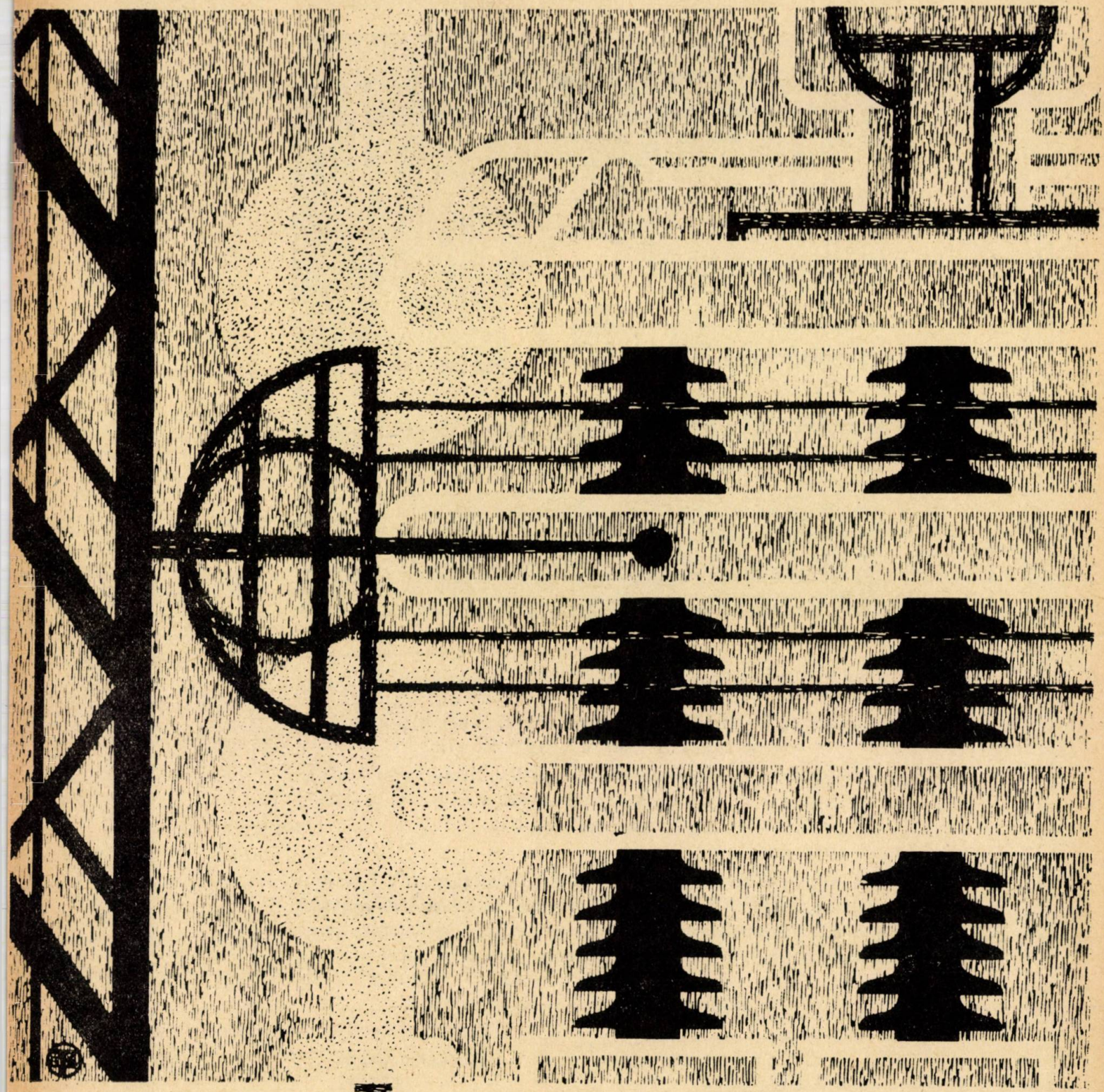
In problemele privind achiziţionarea utilajului rugăm a se adresa:

U. R. S. S., Moscova, V — 330
A/U „Tehmaşexport"

● Mosfilmovscaia, 35
● Telex ; 233

TECHMASHEXPORT

DEUTSCHER INNEN- UND AUSSENHANDEL Elektrotechnik



TÎRGUL DE TOAMNĂ DIN LEIPZIG 1967

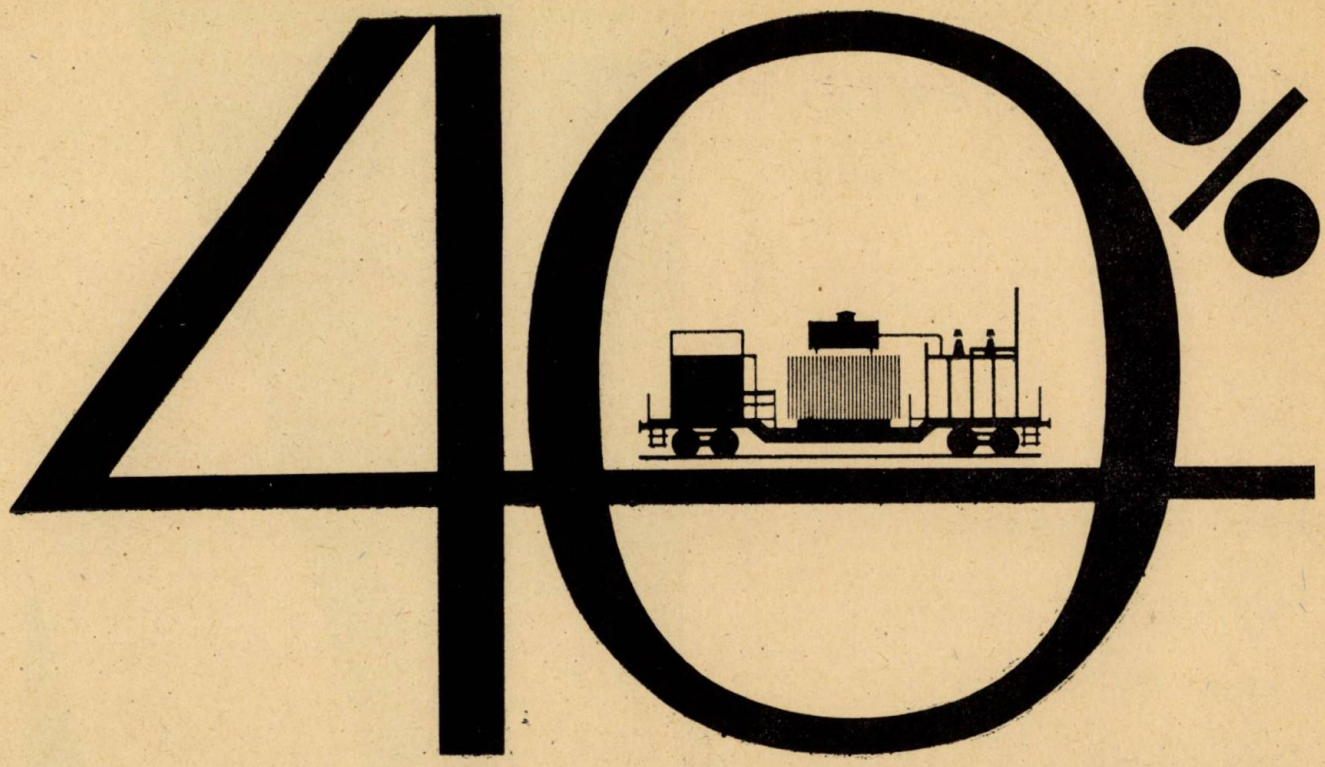
Punct de întîlnire a comercianţilor din întreaga lume. In perioada 3 — 10 Septembrie 1967, vă aşteptăm în metropola comerţului mondial, Leipzig.

Folosiţi şi Dv. această posibilitate pentru a vă convinge de capacitatea industriei electrice din R. D. G. Specialiştii noştri vă stau la dispoziţie la adresa:

701 LEIPZIG, STRADA GOTTSCHED, Nr. 1

şi în cadrul Tîrgului tehnic în pavilionul 2 pentru a vă da toate lămuririle tehnice şi comerciale.

Deutscher Innen-und Aussenhandel Elektrotechnik D.D.R. 104,
Berlin, Chausseestr. 111/112 Republica Democrată Germană



Economii pînă la 40%

În toate investiţiile este valabil principiul: să se investească atît cît trebuie nu atît cît este posibil • Instalaţiile staţionare pentru alimentarea cu energie în exploatarea minieră de suprafaţă, pe şantiere mari, în construcţia de căi ferate sau în caz de calamităţi nu sînt economice din cauza timpului relativ scurt de exploatare • În aceste cazuri, instalaţiile noastre mobile de transformare s-au dovedit ca fiind deosebit de rentabile şi eficiente pe plan internaţional. Ele pot fi montate repede şi fără cheltuieli mari, în orice loc, de asemenea, ele pot fi mutate şi date în funcţiune în alt loc, în foarte scurt timp. Prin exploatarea eficientă a acestor instalaţii se obţin economii mai mari • Folosind staţia mobilă de transformare, se pot realiza economii la preţul de cost pînă la 40% faţă de agregatele Diesel de aceeaşi putere • Livrăm staţii mobile de transformare montate pe remorci rutiere, precum şi staţii de transformare şi instalaţii de distribuţie pe şine cu diferite posibilităţi de întrebuinţare.

La cerere vă trimitem cu plăcere material informativ amănunţit.

VEM — STARKSTROMANLAGENBAU DER D.D.R.

Exportator:

DEUTSCHER INNEN — und AUSSENHALDEL ELEKTROTECHNIK — BERLIN

REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

Informaţii se pot obţine prin:

Technisch-kommerzielles Büro DIA Elektrotechnic bei der HPA

Ambasada R. D. Germană în Republica Socialistă România

Calea Dorobanţilor, 14 • Bucureşti

VEM

STARKSTROM-ANLAGENBAU DER DDR

SUBSTANŢE FLUORESCENTE

Pentru:

Lămpi fluorescente

Reclame luminoase

Lămpi cu mercur

Televiziune

Oscilografie

Tehnica röntgen

Exportator:

DEUTSCHER INNEN-und AUSSEHANDEL CHEMIE

1055 BERLIN, Storkower Strasse 133

VEB LEUCHTSTOFFWERK BAD LIEBENSTEIN

6202 BAD LIEBENSTEIN — POSTFACH 35 — TELEX: 062208 • REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

1968 JAN 26

MICM

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

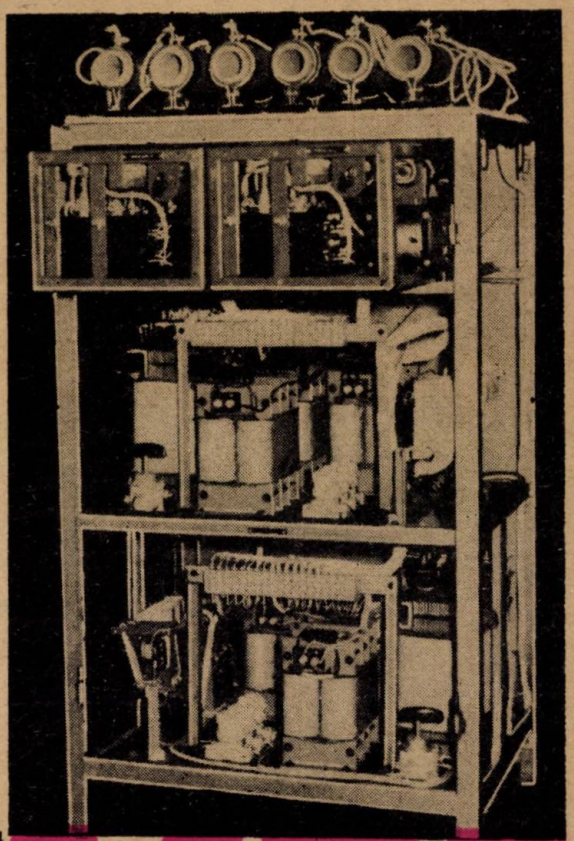
din Bucureşti, Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

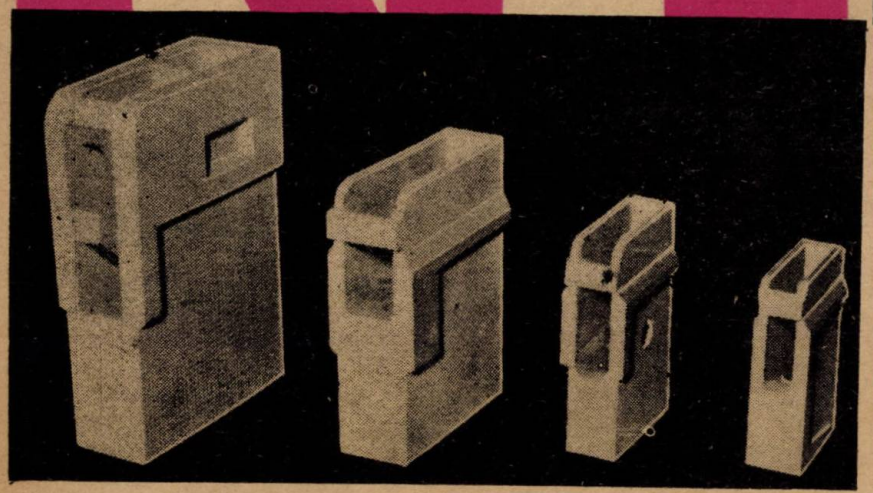
Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique



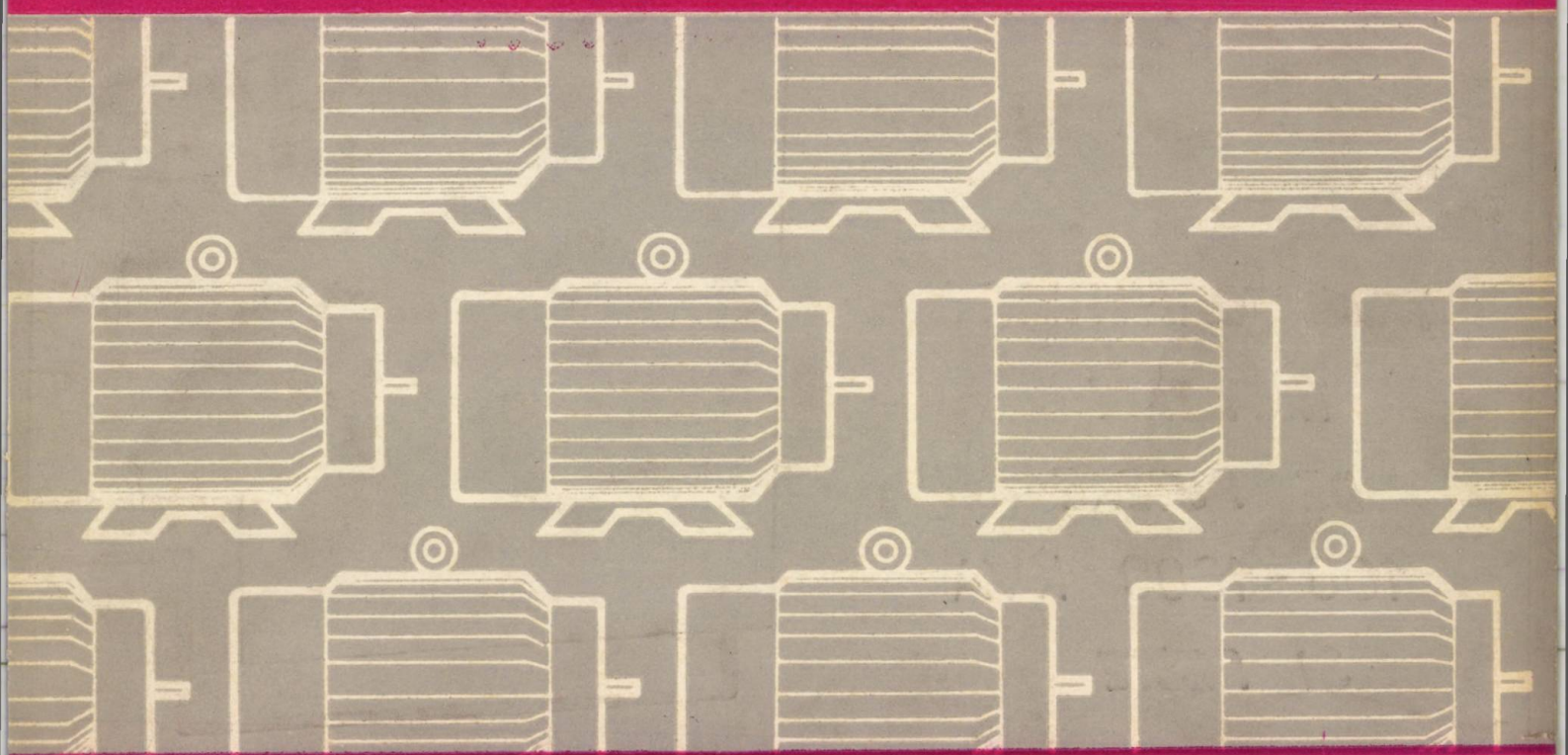


primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice,

E 2040

R

ELECTROTEHNICA

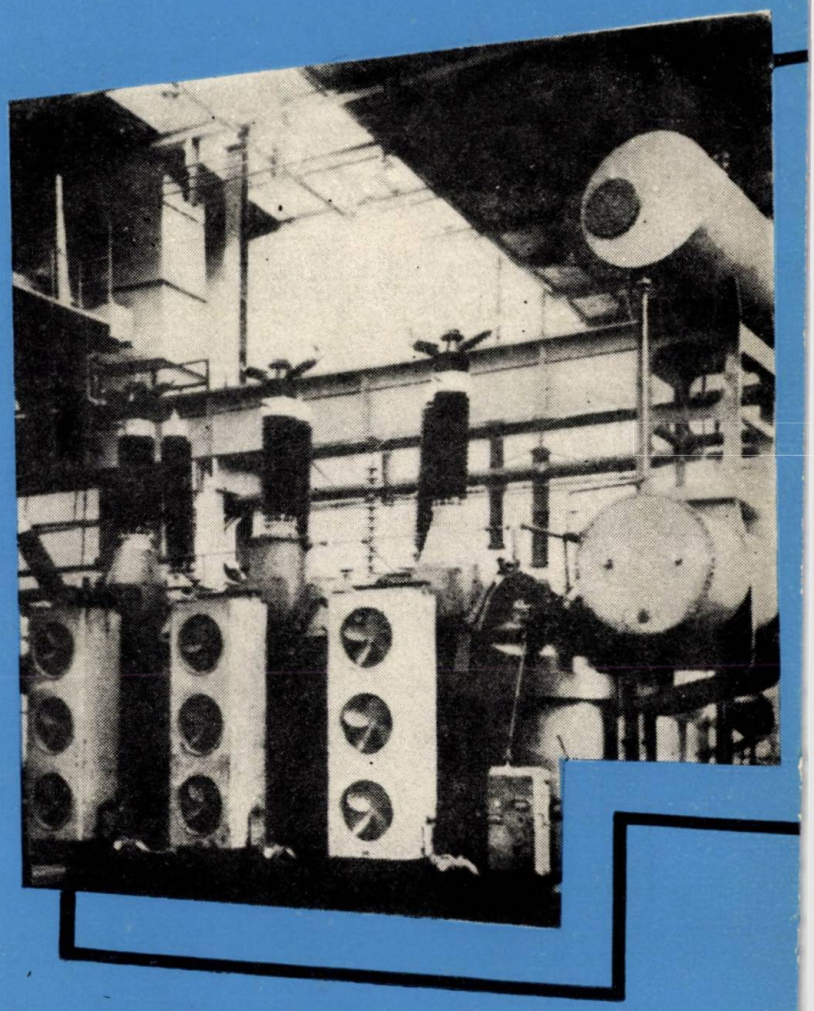


9

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 15 • Nr. 9 • SEPTEMBRIE 1967

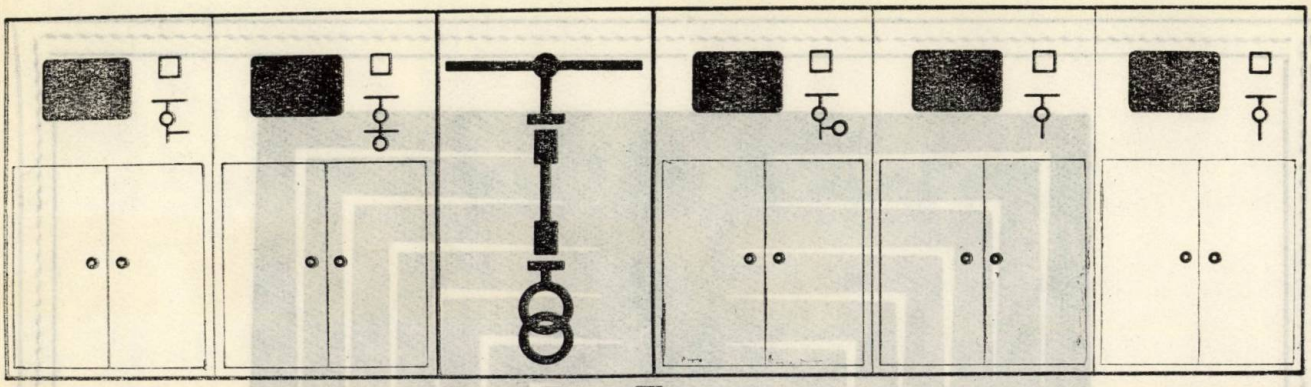
Uzinele ELECTROPUTERE Craiova

FABRICĂ :



TRANSFORMATOARE
TRIFAZATE
DE PUTERE
100 - 1600 KVA
SI PESTE

CERETI DE LA UZINA CONSTRUCTOARE CATALOGUL NOU APARUT IN CARE SINT CUPRINSE TOATE TIPURILE FABRICATE



Printr-o singură comandă, o instalație completă

Cu o semnătură, o instalație completă ● Toate operațiile, de la primirea comenzii și pînă la predarea unei instalații terminate, sînt asigurate de către specialiștii noștri ● Proiectăm, livrăm montăm și întreținem instalații complete de transmisie și distribuție de energie electrică corespunzătoare condițiile Dv. specifice. În calitate de furnizor de instalații ne străduim să vă oferim toate avantajele unei operații complexe de comandă-livrare. Cuvîntul „complex" caracterizează modul nostru de a lucra. Deoarece specialiștii noștri sînt competenți pentru toate tensiunile folosite pe plan internațional, sîntem siguri că vom putea soluționa, printr-un proiect, problemele Dv. de energetică ● La cerere vă trimitem cu plăcere material informativ sau vă vom prezenta o ofertă corespunzătoare.

VEM STARKSTROM—ANLAGENBAU DER D. D. R.

Exportator:

DEUTSCHER INNEN-und AUSSENHANDEL ELEKTROTECHNIK-Berlin-D.D.R.

Informații se pot obține prin: Technisch-kommerzielles Büro

VEM

DIA ELEKTROTECHNIK bei der HPA
AMBASADA REPUBLICII DEMOCRATE GERMANE
ÎN
REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
Calea Dorobanților, 14 București

STARKSTROM-ANLAGENBAU DER DDR

CONTACT-1, CONTACT-2A CONTACT-3A CONTACT-4...

Microsudura în diferite domenii ale științei și tehnicii, în special în industria semiconductoarelor prin:

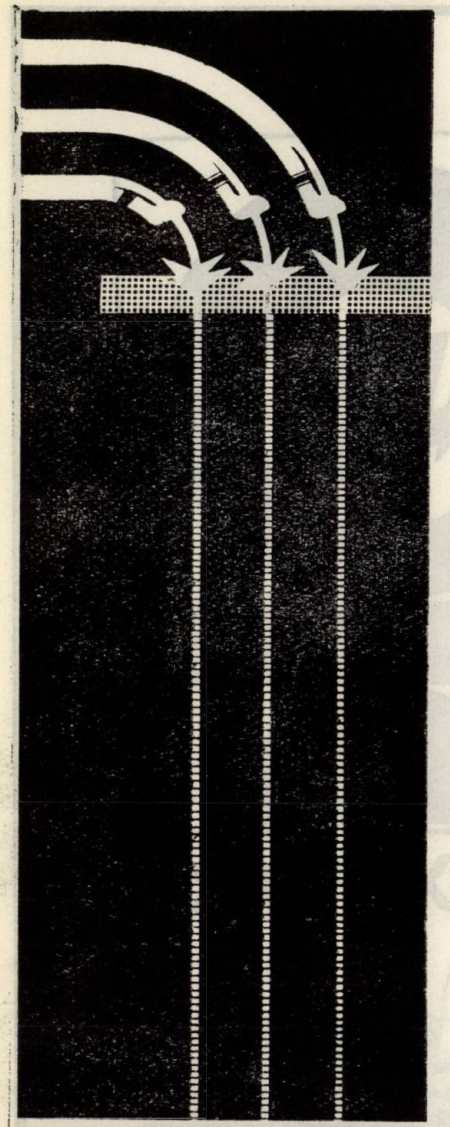
- **presiune cu deplasarea separată a sîrmei și a sculei;**
- **presiune cu deplasarea combinată a sîrmei și a sculei;**
- **presiune cu încălzire prin impuls:**
- **prin ultrasunet.**

Este asigurată de utilajul oferit A/U „Tehmașexport". Folosirea micromanipulatoarelor de înaltă precizie de construcție originală și a microscoapelor binoculare, o gamă largă a racordurilor de sudură de la 0,0010 pînă la 0,10 mm, precum și efectuarea sudurii în mediul protejat, fac ca instalațiile tip „Contact" să fie de neînlocuit la microsudura de precizie.

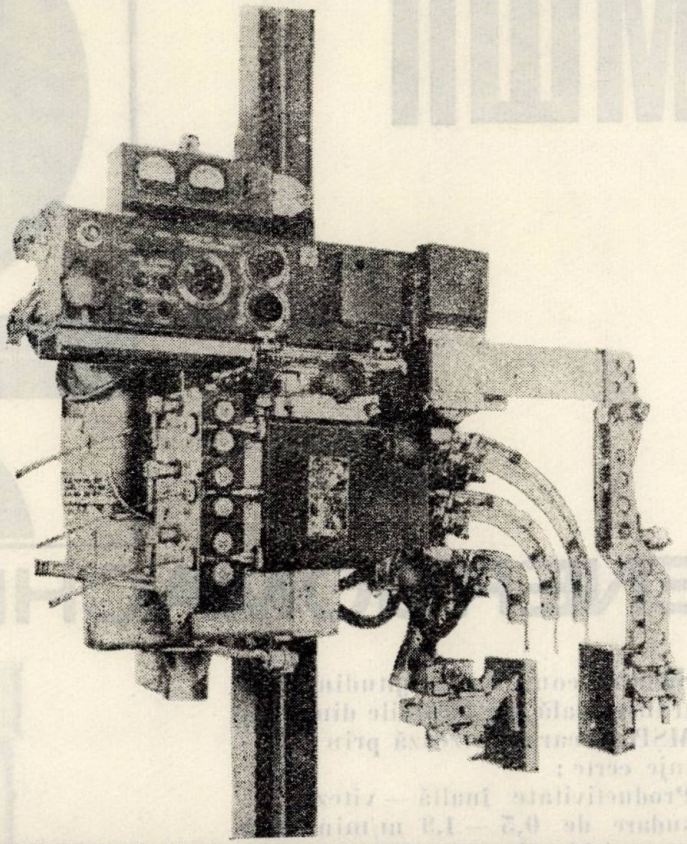
In problemele privind achiziționarea utilajului rugăm a se adresa:

U. R. S. S., Moscova, V — 330 • Mosfilmovscaia, 35
A/U „Tehmașexport" • Telex ; 233

TECHMASHEXPORT



A-535



Cum executați sudurile continue cu grosimea de 800 mm și lungimea de 1,5 m?

- **Această problemă se rezolvă cu aparatul universal pentru sudură electrică sub zgură model A-535.**
- **Sudarea poate fi executată cu unul, doi sau trei electrozi, la intensitatea de 1 000 A.**
- **Aparatul este utilizat la îmbinările cap la cap rectilinii, cusăturile circulare, îmbinările de colț și în formă de T.**
- **Productivitatea ridicată, aplicabilitatea largă și construcția modernă asigură utilitatea aparatului A-535 în construcția de mașini grele.**

Informații detaliate se obțin de la:

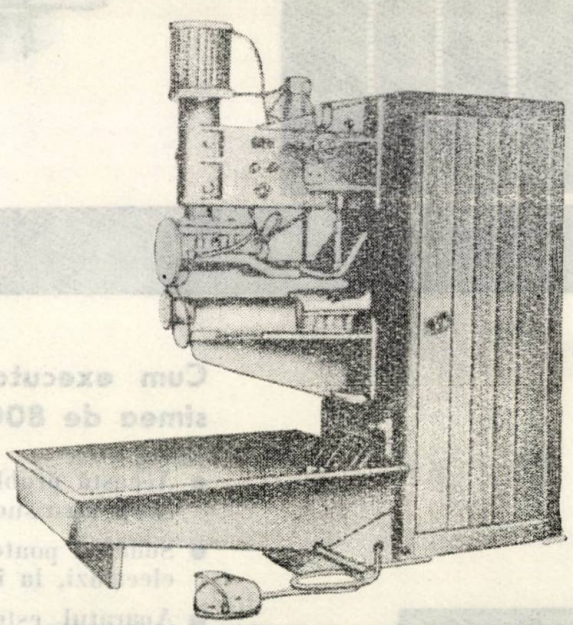
V/O „ENERGOMAȘEXPORT"

U.R.S.S., Moscova V-330, Mosfilmovskaia ul., 35

МШП

ENERGOMACHEXPORT

- **Sudarea continuă longitudinală și transversală cu mașinile din seria MȘP se caracterizează prin avantaje certe:**
  Productivitate înaltă — viteză de sudare de 0,5 — 1,9 m/min fără acoperiri la piese de oțel carbon de calitate obișnuită și de oțel aliat.
  Calitate deosebită a îmbinării — rezistență și compactitate.
  Grosimea maximă a pieselor sudate de oțel carbon de calitate obișnuită variază de la 1,5 + 1,5 pînă la 2,5 + 2,5 mm.
  Reglare riguroasă a vitezei de sudare.
  Deservirea mașinilor este foarte simplă.
- **Agenția unională „Energomașexport" remite la cerere informații detaliate.**



Adresa: U.R.S.S., Moscova V — 330

Mosfilmovskaia ul., 35

„ENERGOMAȘEXPORT"

Telex: 243

ELECTROTEHNICA

Anul 1967 Nr. 9, p. 317–356 1 mai 15

CUPRINS

CZ 621.3.013.1 :538.221.001.24

Bunea, V. : **Unicitatea soluției la magnetizarea mediilor conductoare.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 317–321

Magnetizarea mediilor conductoare este descrisă de ecuațiile lui Maxwell.

Se analizează cazurile de unicitate cunoscute ale regimului cvasistaționar și se arată că ipoteza unui regim permanent sinusoidal pentru mediul liniar, care stă la baza majorității soluțiilor abordate în literatură, este empirică.

În lucrare se demonstrează matematic și termodinamic existența regimului permanent sinusoidal în cazul mediului liniar și al regimului periodic, respectiv pulsator, în cazul mediului neliniar feromagnetic.

CZ 621.3.015.532.024

Tănăsescu, Fl. și *Râulescu, I.* : **Descărcări corona la sistemele de electrozi vîrf-placă, alimentate în curent continuu.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 322–330

Se analizează variația numărului de descărcări cu tensiunea aplicată pentru sisteme $V - P$ cu unul sau cu mai multe vîrfuri care se descarcă față de o placă și se dau unele oscilograme caracteristice, neîntîlnite de autori în literatura tehnico-stiințifică. Circuitul de măsură adaptat schemei a permis înregistrarea cu fidelitate a unor trenuri de impulsuri sau impulsuri individuale.

CZ 621.318.33.042.13.001.5 :.538.122

Cupșa, A. : **Studiul teoretic și experimental al unor relee electromagnetice cu temporizare la deschidere.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 330–337

Pornind de la rezultatele teoretice și experimentale obținute de autor la studiul unor circuite magnetice cu simetrie cilindrică, în lucrări publicate anterior, lucrarea de față are drept obiectiv central găsirea unor condiții de echivalență simple, cît mai corecte, pe baza cărora soluția găsită înainte să poată fi extinsă și la circuitul magnetic al releelor studiate. În același sens metoda propusă în lucrare poate fi aplicată, după caz, și la circuite magnetice masive mai complicate care intervin uneori în construcția de mașini și aparate electrice. Rezultatele experimentale confirmă ipotezele simplificatoare care au stat la baza calculelor.

CZ 621.3.013.7.001.24 : 538.312

Titz, Gh. : **Forțe electrodinamice în sisteme trifazate.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 337–342

Se analizează problema forțelor electrodinamice exercitate într-un sistem trifazat, în regim de scurtcircuit aperiodic, cînd conductoarele sînt așezate în vîrfurile unui triunghi echilateral. Se prezintă relațiile de calcul și diagramele forțelor în funcție de timp.

CZ 621.316.923.2.024.064.33.004

Pesici, M. : **Funcționarea siguranțelor fuzibile în curent continuu.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 342–347

Caracteristica de funcționare a siguranței este influențată de natura curentului în care este destinată a funcționa siguranța. Se expune un studiu comparativ al variației în timp a energiei necesare procesului termic pentru topirea elementului fuzibil în ambele situații. În continuare, cu rezultatele obținute, se determină timpii de topire a unei siguranțe de 63 A, 500 V, cu mare capacitate de rupere și se examinează variația efectului de limitare a curentului. Se arată rezultatele experimentale care confirmă calculele anterioare asupra aceluiași tip de siguranță.

Pentru tînărul inginer

CZ 621.3.011.001.2

Ene, M. : **Folosirea metodei mărimilor determinante în calculul rețelelor electrice.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 348–351

Recenzii 352–354
Referate 354–355
Cronică 356
Scurte știri 356

WACKER

Siliconi

pentru industria electrotehnică

ULEIURI SILICONICE

Își păstrează proprietățile aproape neschimbate, intr-o bandă mare de temperatură și frecvență, ca viscozitate, rigiditate dielectrică, factor de pierderi mic, rezistență specifică și punct de aprindere ridicate. Ele se intrebuințează ca material izolant care nu absoarbe apă pentru construcția de izolatoare, ca agent răcitor pentru tuburile amplificatoarelor, ca lichid de umplere pentru transformatoare mici și condensatoare, ca mediu amortizor în relee și regulatoare, cum și în subansambluri electronice.

PASTE SILICONICE

Se intrebuințează pretutindeni unde există condiții extreme de temperatură și climatice. Ele se folosesc ca paste de izolare, acoperire și separare cu straturi care nu absorb umezeală, precum și ca masă suport pentru cristale.

SILICONI LUBRIFIANȚI

Sînt indicați pentru lubrifiere la temperaturi înalte și joase de la +250 la −60°C. Se intrebuințează în motoare electrice care funcționează în condiții de temperaturi extreme, ca de exemplu instalațiile de ventilație și uscare, pentru lubrifierea antenelor de radio și radar și în numeroase alte cazuri.

Vă stăm la dispoziție cu consultații și materiale documentare.

WACKER

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach 1
REPUBLICA FEDERALĂ GERMANĂ

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.013.1 : 538. 221.001.24
Буня, В.: **Единство решения при намагничивании проводящей среды.**
Electrotehnica **15**. № 9 сент, 1967. стр, 317–321
Намагничивания проводящей среды описаны уравнениями Maxwella.
Анализируются известные случаи единственности квазистационарного режима и указывается, что гипотеза установившегося синусоидального режима для линейной среды, положенная в основу большинства решений, взятых из литературы, является эмпирической.
В работе указывается — математически и термодинамически — на существование установившегося синусоидального режима в случае линейной среды и периодического режима, соответственно пульсирующего, в случае нелинейной, ферромагнитной среды.

ДК 621.3.015.532.024 322=330
Тэнэсеску, Фл. и *Рэулеску, И.*: **Коронные разряды при системах игольчато-пластинчатых электродов, питаемых от постоянного тока.**
Electrotehnca **15**. № 9. сент 1967. стр. 322–330
Анализируется вариация числа разрядов при напряжении, применяемом для игольчато-пластинчатых систем с одним или с несколькими остриями, разряд которых происходит перед пластиной и даются некоторые характерные осциллограммы, невстречаемые в технической литературе. Измерительный контур, приспособленный к схеме, обеспечивает точную запись серии импульсов или индивидуальных импульсов.

ДК 621.318.33.042.13.001.5 :.538.122
Купша, А.: **Теоретическое и экспериментальное исследование некоторых электромагнитных реле с замедлением при открытии.**
Electrotehnica **15**. №. 9.сент.1967. стр. 330–337
Исходя из теоретических и экспериментальных результатов, полученных автором при изучении некоторых магнитных цепей цилиндрической симметрии, в ранее опубликованных работах, главной целью настоящей работы является изыскание простых условий эквивалентности, наиболее правильных, на основании которых прежде найденное решение можно было распространить также и на магнитную цепь изучаемых реле. В этом смысле метод, предложенный в работе, можно применять, в зависимости от случая, также к более сложным массивным магнитным цепям, встречаемым иногда в конструкции электрических машин и приборов. Экспериментальные результаты подтверждают упрощенные гипотезы, принятые в основу расчетов.

ДК 621.3.013.7.001.24 :.538.312
Тиц, Г.: **Электродинамическая сила в трёхфазных системах.**
Electrotehnica **15**. №. 9. сент. 1967. стр. 337–342
Рассматривается вопрос электродинамической силы, возникающей в трехфазной системе, в режиме апериодического короткого замыкания, когда проводники установлены в центре равностороннего треугольника. Приведены расчетные соотношения и диаграммы сил в зависимости от времени.

ДК 621.316.923.2.024.2.024.064.33.004
Песичь, М.: **Работа плавких предохранителей в постоянном токе.**
Electrotehnica **15**. №. 9. сент. 1967. стр. 342–347
На характеритику работы предохранителя оказывает влияние натура тока, для которого он предназначен. Описывается сравнительное исследование вариации во времени энергии, необходимой для термического процесса плавления плавкого элемента в обоих случаях. В продолжении, на основании полученных результатов, определяется время плавки предохранителя в 63 а, 500 в, высокой разрывной мощности и рассматривается вариация эффекта ограничения тока. Приводятся экспериментальные результаты, подтверждающие прежние расчеты для предохранителя того же типа.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА
ДК 621.3.011.001.2
Ене, М.: **Применение метода определяющих величин при вычислении электрических сетей**
Electrotehnica **15**. № 9. сент. 1967. стр. 348–351

РЕЦЕНЗИИ 352–354
ДОКЛДАЫ 354–355
ХРОНИКА 356
КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 356

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.013.1 :538.221.001.24

Bunea, V. : **Die Einheitlichkeit der Lösung bei dem Magnetisieren der leitenden Medien.**

Electrotehnica **15**, H. 9, Sept 1967, S. 317–321

Die Magnetisierung der leitenden Medien ist von den Maxwell'schen Gleichungen wiedergegeben. Untersucht werden die bekannten Fällen der Einheitlichkeit beim quasistationären Betrieb, wobei gezeigt wird, dass die Hypothese eines sinusförmigen Betriebes für das lineare Medium — welche die Grundlage der Mehrheit der in der Literatur behandelten Lösungen bildet — empirisch ist.

In der Arbeit wird mathematisch und thermodinamisch das Dasein des sinusförmigen Dauerbetriebes beim linearen Medium und dasjenige des periodischen bzw. pulsierenden Betriebes beim nicht linearen ferromagnetischen Medium bewiesen.

DK 621.3.015.532.024

Tănăsescu, Fl. und *Răulescu, I.* : **Coronaentladungen bei den Elektrodensystemen „Spitze-Platte" im Falle der Gleichstromspeisung.**

Electrotehnica **15**, H. 9, Sept 1967, S. 322–330

Untersucht wird die Aenderung der Entladungen mit aufgelegter Spannung für $S-P$ — Systeme mit einer oder mehreren Spitzen, die sich gegen eine Platte entladen, wobei auch einige entsprechende Oszillogramme angegeben werden, die bisher noch nicht in der Fachliteratur aufzufinden waren.

Der dem Schema angeschlossene Mess-Stromkreis ermöglichte die genaue Aufnahme verschiedener Impulsreihen oder einzelner Impulse.

DK 621.318.33.042.13.001.5 :538.122

Cupşa, A. : **Die theoretische und experimentelle Untersuchung einiger elektromagnetischen Relais mit verzögertem Öffnen.**

Electrotehnica **15**, H 9, Sept 1967, S. 330–337

Ausgehend von den vom Autor erzielten und früher veröffentlichten theoretischen und experimentellen Resultaten beim Untersuchen von magnetischen Kreisen mit zylindrischer Symmetrie, hat vorliegende Arbeit den Hauptzweck, einfache und möglichst genaue Aequivalenzbedingungen zu finden, auf Grund derer die vorher gefundene Lösung auch für den magnetischen Kreis der untersuchten Relais verallgemeinert werden kann. Zugleich kann die in der Arbeit vorgeschlagene Methode gegebenenfalls auch bei komplizierteren massiven magnetischen Kreisen, die öfters beim Bau von elektrischen Maschinen und Apparaten vorkommen, angewandt werden.

Die experimentellen Resultate bestättigen die vereinfachenden Hypothesen, welche die Grundlage der Berechnungen bildeten.

DK 621.3.013.7.001.24 :538.312

Titz, Gh. : **Elektrodynamische Kräfte in Dreiphasensystemen.**

Electrotehnica **15**, H. 9, Sept 1967, S. 337–342

Unterstucht wird das Problem der elektrodynamischen Kräfte in einem Dreiphasensystem bei einem aperiodi-Kurzschlussbetrieb, für den Fall, dass sich die Leiter in den Spitzen eines gleichseitigen Dreiecks befinden. Man zeigt die Berechnungsbeziehungen, sowie die Kräftediagramme als Funktionen der Zeit.

DK 621.316.923.2.024.064.33.004

Pesici, M. : **Das Arbeiten der Schmelzsicherungen beim Gleichstrom.**

Electrotehnica **15**, H. 9, Sept 1967, S. 342–347

Die Arbeitscharakteristik der Sicherung von der Art des Stromes für den sie bestimmt ist, beeinflusst. Es folgt ein Vergleichsstudium der zeitlichen Aenderung der Energie, welche der thermischen Vorgang zum Schmelzen des Schmelzelementes in beiden Fällen benötigt. Mit Hilfe der erzielten Resultate bestimmt man die Schmelzzeiten einer 63 A, 500 V–Sicherung, mit grosser Reissfestigkeit und untersucht die Aenderung des Begrenzungseffektes des Stromes. Dann werden die Versuchsresultate angegeben, welche die vorher gehenden Berechnungen für dieselbe Sicherungstype bestätigen.

Für den jungen Ingenieur

DK 621. 3. 011. 001,2

Ene, M. : **Die Anwendung der Methode der Determinantengrössen bei der Berechnung elektrischer Netze.**

Electrotehnica **15**, H. 9, Sept 1967, S. 348–351

Buchbesprechungen 352–354

Referate 354–355

Chronik 356

Kurznachrichten 356

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 9 București, septembrie 1967

Unicitatea soluției la magnetizarea mediilor conductoare

VICTOR BUNEA* — București

CZ 621.3.013.1 : 538.221.001.24

Magnetizarea mediilor conductoare privită din punct de vedere macroscopic este legată de soluționarea ecuațiilor lui Maxwell. Sub forma lor locală diferențială acestea au sens numai într-un mediu omogen și continuu, indiferent dacă proprietățile de material sînt constante, variază cu direcția sau sînt funcție de alți parametri.

În această lucrare ne vom ocupa numai de asemenea materiale, din care fac parte și majoritatea materialelor feromagnetice, chiar și cele laminate însă neorientate, astfel încît discontinuitățile locale interne, datorită structurii lor policristaline, să nu fie necesar a fi luate în considerare.

De asemenea, ne vom mărgini numai la regimul cvasistaționar cel mai interesant din punct de vedere practic, fără ca prin aceasta să limităm, acolo unde este cazul, generalitatea concluziilor. În aceste condiții ecuațiile care dictează distribuția de cîmp sînt :

$$\text{rot } \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J}, \tag{1}$$

$$\text{rot } \boldsymbol{E} = -\partial \boldsymbol{B}/\partial t. \tag{2}$$

La sfîrșit se dă o listă a notațiilor.

Majoritatea materialelor conductoare sînt considerate liniare în sensul :

$$\boldsymbol{J} = \gamma \boldsymbol{E}, \tag{3}$$

$$\boldsymbol{B} = \mu \boldsymbol{H}, \tag{4}$$

unde γ și μ sînt constante scalare.

Cu toată această restricție, materialele conductoare liniare sînt totuși cele mai numeroase și au o întrebuințare foarte largă. În această categorie se poate socoti că intră și majoritatea materialelor feromagnetice slab aliate în stare recoaptă la saturații slabe. Circuitul magnetic al mașinilor electrice normale este constituit în general din materiale feromagnetice liniare. Aceste motive, cît și faptul că tratamentul matematic al ecuațiilor (1) — (4) este în acest caz mai simplu, explică marea dezvoltare luată în ultimii 70 de ani de electrodinamica mediilor conductoare liniare.

Cu toate acestea, pentru asemenea medii, literatura tehnică oferă soluții matematic exacte pentru destul de puține cazuri simple. Dar chiar unele probleme cu caracter general nu pot fi socotite satisfăcător rezolvate. Printre acestea se numără problema unicității soluției. În ceea ce privește mediile neliniare, în care intră și marea clasă a materialelor feroase saturate, nu s-a publicat pînă azi nimic adecvat în această privință.

În această lucrare se încearcă a se aduce o contribuție la clarificarea acestor probleme și să se demonstreze matematic și termodinamic existența regimurilor permanente sinusoidale în cazul mediului liniar și periodice în cazul mediului omogen neliniar.

Unicitatea soluției

Regimul cvasistaționar se manifestă prin diferite tipuri de fenomene zise de refulare, din care magnetizarea corpurilor reprezintă o clasă din aceste fenomene.

În cadrul acestui regim există o singură demonstrație de unicitate cu caracter mai general pentru medii liniare, pentru următorul caz (notat cazul A).

A. Se cunoaște componenta tangențială la periferia domeniului, fie a cîmpului magnetic $\boldsymbol{H}$, fie a celui electric $\boldsymbol{E}$ și în același timp se cunoaște distribuția în tot domeniul a acestor vectori, la un moment dat, care poate fi luat ca origine a timpurilor [1].

Problemele practice care satisfac aceste condiții sînt însă destul de rare. Întreaga clasă a fenomenelor permanente nu se încadrează în condiția A, chiar cînd se cunoaște una din componentele periferice $\boldsymbol{H}_t$ sau $\boldsymbol{E}_t$, fiindcă nu se cunoaște distribuția în domeniu la $t = 0$.

Magnetizarea cu flux total sinusoidal, toate problemele de efect pelicular unde obișnuit la periferie nu există decît condiția de conservare a lui $\boldsymbol{H}_t$ și $\boldsymbol{E}_t$, reprezintă probleme importante, care se rezolvă cu ecuațiile (1) — (4), dar nu satisfac condiția de unicitate A, care la rîndul ei este valabil demonstrată numai pentru mediul liniar.

* *V. Bunea* este inginer principal la Uzina de mașini electrice — București.

În această situație, Poincelot [2] mai demonstrează o condiție de unicitate, care nu impune cunoașterea distribuției de cîmp la $t = 0$, dar admite că fenomenul este sinusoidal în timp în oricare punct al domeniului.

Să analizăm ceva mai îndeaproape cazul acesta, care are un sens mai larg în cadrul regimului permanent.

Eliminînd pe $\boldsymbol{E}$ între ecuațiile (1) și (2) și ținînd seamă că div $\boldsymbol{H} = 0$, rezultă că ecuația generală a fenomenelor de refulare este :

$$\Delta \boldsymbol{H} = \gamma \partial \boldsymbol{B} / \partial t, \tag{5}$$

care pentru mediul liniar devine :

$$\Delta \boldsymbol{B} = \mu \cdot \omega \cdot \gamma \, \partial \boldsymbol{B} / \partial \theta, \tag{6}$$

unde s-a operat înlocuirea :

$$\theta = \omega t. \tag{7}$$

Ecuații de aceeași formă se obțin fie pentru $\boldsymbol{H}$, fie pentru $\boldsymbol{J}$ sau $\boldsymbol{E}$.

Presupunerea unui fenomen sinusoidal peste tot, care implică în primul rînd o acțiune cauzală sinusoidală, reduce ecuația (6) la :

$$\Delta \boldsymbol{B} = j\mu \cdot \omega \cdot \gamma \, \boldsymbol{B}, \tag{8}$$

unde a dispărut variabila θ. Demonstrarea unicității s-a simplificat brusc. Dar va persista întrebarea: cu ce drept se afirmă că o acțiune cauzală sinusoidală, obișnuit exterioară, produce fenomene generale în orice punct al domeniului tot sinusoidale? Pînă azi această chestiune a fost trecută sub tăcere. Ipoteza unui regim general sinusoidal în întregul domeniu este deci empirică. Nu se poate spune să este arbitrară, deoarece este verificată de experiență.

Racoviță și Susea [3] au demonstrat și exemplificat că, fără admiterea unui regim sinusoidal, sau cel puțin a unui regim periodic, ecuația (6) are o infinitate de soluții chiar dacă se dă componenta pe periferie $\boldsymbol{H}_t$ sau $\boldsymbol{E}_t$.

În această lucrare vom aborda problema unicității soluției în mediul liniar, fără a pune condiția periodicității în masă și cu atît mai mult a unui regim sinusoidal peste tot.

Detalii asupra metodei

Evident că nu vom putea numai pe cale matematică să demonstrăm unicitatea soluției ecuației (6) cînd, din contră, pe această cale s-a putut demonstra contrariul. Este necesar să ne întoarcem și la condițiile fizice ale fenomenului.

Pentru simplificarea expunerii și fără micșorarea generalității, vom limita considerațiile noastre la fenomenul magnetizării tolei subțiri sub tensiune magnetizantă sinusoidală de suprafață, în care caz se presupune cunoscută unda cîmpului (și deci a inducției) la marginea tolei. Sistemul de coordonate se alege ca în figura 1, iar magnetizarea este astfel direcționată încît să existe numai componentele h_z și b_z, care vor fi denumite simplu h și b și care sînt funcții numai de y. Vectorii $\boldsymbol{H}$ și $\boldsymbol{B}$, avînd mereu aceeași direcție, ne-am putut dispensa de notația vectorială.

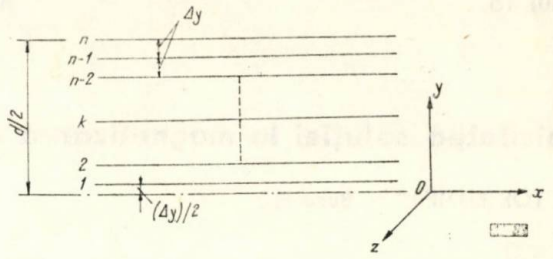


Fig. 1 — Secțiune prin tolă cu arătarea straturilor și a sistemului de referință.

Formularea problemei matematice se pune deci astfel :

— să se analizeze ecuația (6) care în cazul tolei subțiri devine :

$$\frac{\partial^2 b}{\partial y^2} = \frac{\xi^2}{2} \frac{\partial b}{\partial \theta}, \tag{9}$$

cu

$$\xi = d/a, \tag{10}$$

în condiția că inducția pe margine :

$$b_n = \hat{b}_n \sin \theta \tag{11}$$

este cunoscută.

Să împărțim grosimea de tolă într-un număr impar de straturi [4], fără ca aceasta să constituie vreo limitare [5]. În figura 1 se arată această împărțire. Presupunem de asemenea că la $t = 0 = \theta$, adică la originea timpilor, am excitat suprafața tolei. Această excitație a ajuns la regimul permanent fie brusc, fie într-un timp limitat. În aceste condiții, timpul, respectiv θ, va avea numai valori pozitive.

Pusă sub această formă se vede că am redus această problemă la cazul de unicitate arătat (A), deoarece la $t = 0$ în întregul domeniu $\boldsymbol{E}$ și $\boldsymbol{H}$ sînt nule și s-ar părea că misiunea noastră este inutilă în continuare. Dar chiar dacă în felul acesta unicitatea este demonstrată, încă nu va rezulta că fenomenul permanent este sinusoidal în masă. În afară de aceasta, metoda de demonstrație din această lucrare este generalizabilă la majoritatea cazurilor de refulare.

În continuare deci vom face uz de metoda „ecuațiilor cu timp continuu — spațiu discret" [5]. Pentru aceasta punem membrul I al ecuației [9] în diferențe finite, lăsînd membrul II ca o funcție continuă de θ. Ținînd seamă că datorită simetriei la $y = 0$, $\partial b / \partial y = 0$, rezultă că pentru stratul 2 putem scrie :

$$b_2 = b_1 + p_n b_1^{[1]}, \tag{12}$$

cu

$$p_n = \mu\omega\gamma\left(\frac{d}{2n-1}\right)^2, \qquad (13)$$

pentru stratul 3 se deduce :

$$b_3 = 2b_2 - b_1 + p_n\, b_2^{[1]}, \qquad (14)$$

sau ținînd seamă de (12) :

$$b_3 = b_1 + 3p_n\, b_1^{[1]} + p_n^2\, b_1^{[2]}. \qquad (15)$$

Pentru stratul k avem :

$$b_k = b_1 + A_k^2 p_n\, b_1^{[1]} + A_k^3 p_n^2\, b_1^{[2]} + \ldots + A_k^{k-1} p_n^{k-2}\, b_1^{[k-2]} + p_n^{k-1}\, b_1^{[k-1]}. \qquad (16)$$

La margine trebuie să regăsim unda $\hat{b}_n \sin\theta$, astfel încît în final vom avea de soluționat ecuația liniară neomogenă de gradul $n-1$:

$$p_n^{n-1} b_1^{[n-1]} + A_n^{n-1} p_n^{n-2}\, b_1^{[n-2[} + \ldots + A_n^i p_n^{i-1}\, b_1^{[i-1]} + \ldots + A_n^3 p_n^2\, b_1^{[2]} + A_n^2 p_n\, b_1^{[1]} + b_1 = \hat{b}_n \sin\theta. \qquad (17)$$

Coeficienții A_{k+1}^i se deduc după următoarea relație de recurență :

$$A_{k+1}^i = 2A_k^i - A_{k-1}^i + A_k^{i-1}, \qquad (18)$$

cu următoarea convenție :

$$\left.\begin{aligned} A_k^1 = A_k^k = 1 \\ A_k^i = 0 \text{ dacă } i > k \end{aligned}\right\} \quad \text{și} \qquad (19)$$

Atît p_n^i (13), cît și toți coeficienții A_k^i sînt pozitivi și diferiți de zero.

Astfel, de exemplu, pentru 7 straturi ($n = 4$), ecuația (17) devine :

$$p_4^3\, b_1^{[3]} + 5\, p_4^2\, b^{[2]} + 6\, p_4\, b_1^{[1]} + b_1 = \hat{b}_4 \sin\theta, \qquad (20)$$

iar pentru $n = 5$ (9 straturi) :

$$p_5^4\, b_1^{[4]} + 7\, p_5^3 b_1^{[3]} + 15\, p_5^2\, b_1^{[2]} + 10\, p_5\, b_1^{[1]} + b_1 = \hat{b}_5 \sin\theta \qquad (21)$$

ș.a.m.d.

Ecuația caracteristică a ecuației omogene corespunzătoare ecuației (17) este :

$$p_n^{n-1} n^{n-1} + A_n^{n-1} p_n^{n-2}\, n^{n-2} + \ldots + A_n^i p_n^{i-1}\, n^{i-1} + \ldots + A_n^3 p_n^2\, r^2 + A_n^2 p_n\, r + 1 = 0. \qquad (22)$$

Punînd $p_n r = r_*$, ecuația (22) capătă un aspect modificat mai simplu :

$$r_*^{n-1} + A_n^{n-1} r_*^{n-2} + A_n^{n-2} r_*^{n-3} + \ldots + A_n^i r_*^{i-1} + \ldots + A_n^3 r_*^2 + A_n^2 r_* + 1 = E_n = 0. \qquad (23)$$

Ținînd seamă de ecuația (18) se poate deduce că :

$$E_{n+1} = 2E_n + r_* E_n - E_{n-1} = (2 + r_*) E_n - E_{n-1}. \qquad (24)$$

Aceasta înseamnă că ecuația caracteristică modificată, corespunzînd unui număr sporit de straturi, se poate deduce din cele două ecuații precedente corespunzătoare unui număr mai mic de straturi.

Este evident că coeficienții A_n^i fiind toți mai mari ca zero, ecuațiile $E_n = 0$ au numai rădăcini negative dacă, bineînțeles, acestea sînt reale. Să arătăm că dacă ecuațiile $E_n = 0$ și $E_{n-1} = 0$ au rădăcini reale (negative) distincte, astfel încît o pereche de rădăcini consecutive ale ecuației $E_n = 0$ să cuprindă una și numai una rădăcini a ecuației E_{n-1}, atunci ecuația $E_{n+1} = 0$ va avea și ea numai rădăcini reale negative distincte între ele și de cele anterioare, care va cuprinde în același mod rădăcinile ecuației E_n.

Să ordonăm în sens crescător modulele rădăcinilor reale ale ambelor ecuații $E_n = 0$ și $E_{n-1} = 0$ în număr total de $2n - 3$:

$$0 < |r_1| < |r_2| < |r_3| < \ldots < |r_{2k-1}| < |r_{2k}| < |r_{2k+1}| < \ldots < |r_{2n-4}| < |r_{2n-3}|. \qquad (25)$$

Conform celor presupuse dacă $-|r_{2k}|$ este o rădăcină a ecuației $E_{n-1} = 0$, $-|r_{2k-1}|$ și $-|r_{2k+1}|$ sînt rădăcini ale ecuației $E_n = 0$. Folosind ecuația (24), ecuația $E_{n+1} = 0$ se poate scrie :

$$E_{n+1} = (r_* + 2)(r_* + r_1)(r_* + r_3) \ldots (r_* + r_{2k-1})(r_* + r_{2k+1}) \ldots (r_* + r_{2n-3}) - (r_* + r_2)(r_* + r_4) \ldots (r_* + r_{2k}) \ldots (r_* + r_{2n-4}), \qquad (26)$$

unde valorile r_i sînt pozitive.

Pentru fixarea ideilor să presupunem că valoarea 2 se află cuprinsă în interiorul șirului r_1 ; r_3 ; ... r_{2n-3} indiferent dacă este distinctă sau coincide cu una din valorile acestui șir. În această situație termenul I al ecuației (26) are mereu doi factori mai mult ca termenul II.

Cînd variabila r_* este negativă și suficient de mare, ambii termeni ai ecuației (25) au același semn, termenul I fiind mai mare și dînd semnul funcției E_{n+1}, de exemplu minus. Dar cînd $r_* = -r_{2n-3}$, termenul I se anulează și funcția E_{n+1} devine pozitivă, astfel încît aceasta are o rădăcină $r_{2n-2} > r_{2n-3}$. Dacă acum facem variabila să scadă de la $+\infty$ spre $-\infty$, ambii termeni ai ecuației (25) sînt pozitivi și funcția E_{n+1} este pozitivă. Dar cînd $r_* = -r_1$, termenul I se anulează și E_{n+1} devine negativă, astfel că E_{n+1} are o rădăcină $r_0 < r_1$.

Funcția E_{n+1} are deci două rădăcini în afara intervalului $r_1 \ldots r_{2n-3}$ distincte de toate celelalte.

În continuare să observăm că fiecare termen al funcției E_{n+1} își schimbă semnul de cîte ori variabila r_* străbate una din rădăcinile acesteia, iar între două asemenea rădăcini, fiecare termen trece printr-un maxim sau minim. În figura 2 s-a desenat cu linie groasă aspectul pe care poate să-l aibă funcția reprezentată de

Demonstrația pur matematică, care s-a dat mai sus pentru a arăta că ecuația caracteristică (22) are toate rădăcinile reale și negative, poate fi înlocuită cu una termodinamică, considerabil mai simplă și care permite și o generalizare a ei în spațiul cu 3 dimensiuni. Într-adevăr, să presupunem că partea reală a uneia din

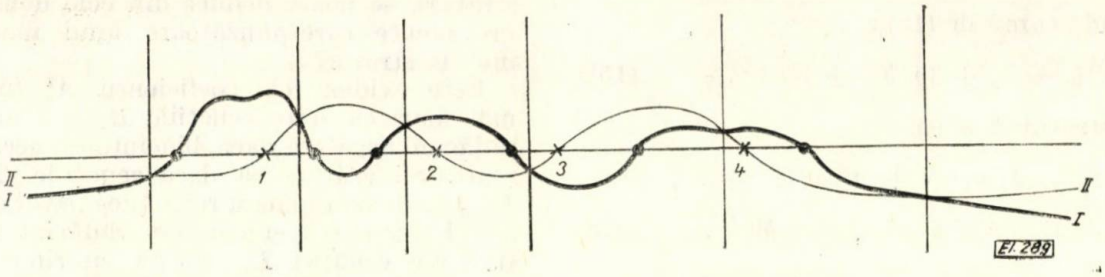


Fig. 2 — Graficul ecuației $E_{n+1} = (I) - (II) = 0$.

termenul I al ecuației (26), iar cu linie subțire, aspectul posibil pe care îl poate avea funcția reprezentată de termenul II. În reprezentările din figura 2 s-a ținut seamă că cei doi termeni I și II ai ecuației (26) sînt funcții fără discontinuități și că, în afara rădăcinilor lor, ele nu se mai pot anula, dar că funcția E_{n+1} formată din diferența lor trebuie să aibă două rădăcini în afara intervalului $r_1 \ldots r_{2n-3}$ și că, cu excepția unui singur loc, acolo unde s-a introdus rădăcina „2" între două rădăcini ale ecuației (I) = 0, se află o rădăcină și numai una a ecuației (II) = 0.

Se vede ușor că ecuația $E_{n+1} = (I) - (II) = 0$ are același număr de rădăcini ca ecuația (I) = 0, că acestea sînt distincte de toate rădăcinile șirului (27) și că între două rădăcini ale ecuației $E_{n+1} = 0$ se află o rădăcină și numai una a ecuației $E_n = 0$. Orice variantă posibilă a funcției (II) = 0, care însă trebuie să respecte condițiile amintite, nu va schimba concluziile arătate.

Verificarea că aceste condiții sînt îndeplinite la $E_2 = r_* + 1 = 0$ și la $E_3 = r_*^2 + 3r_* + 1 = 0$ este foarte simplu de efectuat.

Din cele arătate rezultă că ecuația (23) și deci și (22) are toate rădăcinile în număr de $n - 1$ reale și negative, astfel încît punînd în evidență semnul lui r_i soluția generală a ecuației (17) este:

$$b_1 = \sum_{i=1}^{n-1} C_i e^{-r_i \theta} + M_1 \sin \theta + N_1 \cos \theta, \quad (27)$$

C_i fiind constante arbitrare.

Cum θ crește mereu de la 0 la ∞, toți termenii exponențiali tind către zero, astfel încît soluția fenomenului permanent este:

$$b_1 = M_1 \sin \theta = + N_1 \cos \theta. \quad (28)$$

Pe de altă parte, ecuația (16) arată că în condiția (28) toate undele b_k sînt sinusoide. S-a demonstrat în felul acesta că fenomenul se propagă în mod sinusoidal în toată masa materialului, ceea ce pînă azi s-a admis numai pe bază empirică.

rădăcinile r_i este pozitivă, $R_e\, r_i > 0$. În acest caz, b_1 crește continuu cu creșterea timpului și tinde către ∞. Delimitînd zona z în care b_1 crește nelimitat, energia care trece prin suprafața de separație și care este:

$$P_z = \int_z \boldsymbol{E} \times \boldsymbol{H} \cdot d\boldsymbol{s} \quad (29)$$

crește și ea nelimitat, fără ca să existe un echivalent exterior, condițiile de magnetizare fiind de tip permanent, cu excepția regimului de început, dar care conform ipotezei s-a limitat în timp. Acest lucru contravine principiului 1 al termodinamicii. Înseamnă că toți termenii exponențiali trebuie să se anuleze în timp, adică $R_e\, r_i < 0$.

Generalizarea la spațiul cu două și trei dimensiuni nu mai prezintă dificultăți. Astfel, de exemplu, în cazul spațiului cu două dimensiuni, adică al cilindrului conductor infinit lung, ecuația (6) devine:

$$\frac{\partial^2 b}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 b}{\partial y^2} = \mu \cdot \omega \cdot \gamma \cdot \partial b / \partial \theta. \quad (30)$$

Acoperind secțiunea cilindrului cu o rețea cu ochiuri pătrate, tipul general al unei ecuații diferențiale pentru un punct ik din acest spațiu este [4]:

$$-\zeta_l b_{ik}^{[1]} = b_{i(\kappa+1)} + \sigma_{i\kappa} b_{ik} + b_{i(k-1)} + b_{(i+1)k} + b_{(i-1)\kappa}, \quad (13)$$

din care unii termeni pot fi egali cu $\hat{b}_n \sin \theta$.

Se știe că soluția unui astfel de sistem este dată de o ecuație de același tip cu (27):

$$b_{ik} = \sum_{k,i=0}^{k,i=n-1} C_{ik} e^{r_{ik}\theta} + M_{ik} \sin \theta + N_{ik} \cos \theta, \quad (32)$$

în care C_{ik} sînt constante arbitrare.

Pe baza considerentelor termodinamice anterioare toți termenii exponențiali se anulează

cu timpul, așa că în final rămîne numai fenomenul sinusoidal ca fenomen permanent.

Este evident că o demonstrație cu totul asemănătoare se poate face și pentru magnetizarea sub flux total sinusoidal sau pentru soluționarea efectelor peliculare la curenții de aducțiune, cazuri care nu se pot încadra în condiția de unicitate A.

Considerentele energetice pot fi extinse și la cazul magnetizării unui mediu neliniar feromagnetic în regim cvasistaționar. Dacă într-un punct oarecare al domeniului n-am avea un regim periodic, eventual la nivelul unei constante în timp, inducția în acel punct ar crește sau descrește nelimitat, contravenind principiului 1 al termodinamicii. Să arătăm că și eventuala constantă este nulă. Mărginindu-ne la cazul spațiului bidimensional al ecuației (30), în fiecare punct vom avea deci:

$$b_{ki} = L_{ki} + A_{ki1} \sin \theta + A_{ki2} \sin 2\theta + \ldots$$
$$\ldots + B_{ki1} \cos\theta + B_{ki2} \sin 2\theta + \ldots \quad (33)$$

L_{ki}, $A_{ki\nu}$, $B_{ki\nu}$ fiind funcție de punct. Dar lui b_{ki} îi corespunde h_{ki} unic:

$$h_{ki} = Q_{ki} + P_{ki1} \sin \theta + P_{ki2} \sin 2\theta + \ldots$$
$$\ldots + R_{ki1} \cos \theta + R_{ki2} \cos 2\theta + \ldots \quad (34)$$

Este evident că lui L_{ki} îi corespunde Q_{ki} pe curba de magnetizare.

Introducînd în (30) se găsește că coeficienții seriilor Fourier trebuie să satisfacă respectiv ecuațiile:

$$\frac{\partial^2 P_{ki\nu}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 P_{ki\nu}}{d y^2} = - B_{ki\nu}, \quad (35)$$

$$\frac{\partial^2 R_{ki\nu}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 R_{ki\nu}}{\partial y^2} = A_{ki\nu}, \quad (36)$$

iar pentru termenul Q_{ki} rezultă:

$$\frac{\partial^2 Q_{ki}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 Q_{ki}}{\partial y^2} = 0. \quad (37)$$

Pe margine, b_n și deci h_n nu au termen constant, astfel încît Q_n pe margine este nul. Se vede deci că Q_{ki} satisface ecuația Laplace în interiorul domeniului și este nul pe frontieră. El este deci nul în întregul domeniu. În tot domeniul, fenomenul este deci periodic fără componentă continuă. Este interesant de menționat că dacă pe frontieră avem o excitație pulsatorie de forma $b_n = b_0 + \hat{b}_n \sin \theta$, acest b_0 se menține uniform în tot domeniul. Acest detaliu prezintă interes la generatoarele de medie frecvență în cîmp pulsator.

Condiția de periodicitate a soluției fără componenta continuă se traduce prin aceea că în fiecare punct spațial:

$$\int_{-\pi}^{+\pi} b d\theta = 0, \quad (38)$$

ceea ce înseamnă că pe frontiera timp se poate lua $b = 0$. Condiția (38) este suficientă pentru unicitatea soluției în cazul mediului liniar, așa cum a fost arătat de autorii citați mai înainte.

Pentru cazul magnetizării tolei subțiri de fier ea rezultă indirect din [5] unde s-a arătat că condiția $b_\theta = - b_{\theta+\pi}$ duce pentru fiecare strat la o singură undă b_k și la o singură undă b_1. O demonstrație mai cuprinzătoare cu posibilități de generalizare va fi dată într-o lucrare ulterioară.

Notații principale

A — coeficienți ec. (16) . . . ;
a — adîncimea de pătrundere;
b, $\hat{b}$, $\boldsymbol{B}$, B — inducție valoare instantanee, valoare de vîrf, vectorul spațial al inducției, coeficient ec. (33), (35);
C — constantă arbitrară ec. (27), (32);
d — grosimea tolei;
$\boldsymbol{E}$, E — vectorul spațial al cîmpului electric, simbol pentru ec. 23 . . . . .
h, $\hat{h}$, $\boldsymbol{H}$ — cîmp magnetic valoare instantanee, valoare de vîrf, vectorul spațial al cîmpului magnetic;
$\boldsymbol{J}$ — vectorul spațial al densității de curent;
L — mărime ec. (33);
M — mărime ec. (28), (32) . . . ;
N — mărime ec. (28), (32), ... ;
n — $2n - 1$ = numărul straturilor;
P — pierderi ec. (29), mărime ec. (34), (35) . . . ;
p — mărime ec. (13);
Q — mărime ec. (34), (37). . . . ;
R — mărime ec. (34), (36). . . . ;
r — necunoscuta în ecuația caracteristică (22)... ;
$\boldsymbol{s}$ — vectorul element de suprafață ec. (29). . ;
t — timpul;
x, y, z — coordonate carteziene;
ε — permitivitate;
ζ — mărime adimensională ec. (31);
θ = ωt;
μ — permeabilitate;
ξ — grosime redusă ec. (10);
γ — conductivitate;
ω = $2\pi f$ — pulsația.

Indici inferiori

1, 2, . . k — valori în straturile 1, 2, . . . k;
n — valori pe frontieră sau în legătură cu numărul de straturi;
i, k — valori în punctul i k;
med — valori medii pe întreaga secțiune.

Indici superiori

[1], [2]. . . [k] — derivata de ordinul 1, 2. . . .k

BIBLIOGRAFIE

[1] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii. București, Editura învățămîntului, 1956.
[2] *Poincelot, P.* Prècis d'Electromagnetisme thèorique. Paris, Dunod, 1963, 95 pag.
[3] *Racoviță, M.* și *Susea, A.* Calculul pierderilor la generatoarele rotative de înaltă frecvență. O nouă problemă pentru ecuații de tip parabolic. Comunicările I.C.P.E., sesiunea martie 1965, București.
[4] *Bunea, V.* Soluționarea ecuațiilor lui Maxwell în medii conductoare liniare și feromagnetice. În: Electrotehnica, nr. 10, 1966, p. 337.
[5] *Bunea, V.* Magnetization of isotropic and ferromagnetic conducting media. În: Proc. I.E.E. **113**, nr. 12, 1966, p. 2087.

Intrat în redacție la 25.V.1967

Descărcări corona la sistemele de electrozi vîrf-placă, alimentate în curent continuu

FLORIN TĂNĂSESCU ŞI IONEL RĂULESCU* — Bucureşti

CZ 621.3.015.532.024

1. Probleme generale

Studiul descărcărilor corona între electrozi vîrf-placă în aer, solicitaţi în tensiune continuă, prezintă un deosebit interes teoretic, întrucît între impulsurile obţinute în c.c. şi cele în c.a. se pot stabili corelaţii remarcabile şi, practic, pentru că oferă o serie de date în vederea proiectării sistemelor şi schemelor izolante care funcţionează la tensiuni înalte pentru unul din cazurile cele mai defavorabile, şi anume într-un cîmp puternic neomogen.

Descărcările produse în aer la presiunea atmosferică într-o asemenea dispoziţie de electrozi la care vîrful avea polaritatea negativă, iar placa, polaritatea pozitivă, au fost observate de M. O'Day, studiate însă în amănunt de Trichel; acesta este şi motivul pentru care în literatura de specialitate impulsurile poartă numele acestuia.

Fenomenul important observat a fost acela că la aplicarea tensiunii între electrozi nu apar descărcări continue, ci impulsuri discrete, neregulate ca frecvenţă şi amplitudine în cazul tensiunilor mici. Distribuţia impulsurilor capătă un caracter foarte regulat la creşterea în continuare a tensiunii, observîndu-se o îndesire a impulsurilor care devin de amplitudine egală şi cu intervale între impulsuri constante, similar unor oscilaţii de relaxare. Această regularitate a descărcărilor a făcut ca acest sistem de electrozi să poată fi recomandat ca etalon de descărcări corona [1], [2], la o anumită tensiune corespunzînd un număr bine determinat de descărcări. Creşterea în continuarea tensiunii duce la o îndesire extremă a impulsurilor, care, pe ecranul unui osciograf apare ca o bandă continuă, fără posibilitate de separare vizuală, după care se produce descărcarea prin scînteie.

S-a constatat că descărcările corona la un vîrf negativ depind de geometria acestuia, de natura materialului şi starea suprafeţei, de condiţiile existente în imediata vecinătate. Impulsurile apar şi pot fi evidenţiate doar în acel moment în care un ion pozitiv reuşeşte să smulgă (datorită energiei mari pe care o poate pune în joc) cel puţin un electron din catod, care să declanşeze cu aceasta ionizarea [5], [6], [7]. Dacă n_0 este numărul de electroni eliberaţi din catod, în mişcarea lor spre anod ei vor ioniza aerul adăugînd la numărul lor o serie de electroni secundari şi terţiari ce formează o avalanşă care înaintează spre anod. Numărul lor, la o distanţă d, este dat de binecunoscuta relaţie a lui Towsend:

$$n_d = n_0 \, e^{\int_0^d \alpha \, dx}$$

şi, evident, numărul de electroni secundari smulşi din catod de ionii pozitivi nou formaţi va fi dat de expresia:

$$\gamma \, n_0 \left[e^{\int_0^d \alpha \, dx} - 1 \right],$$

unde γ este unul din coeficienţii de ionizare a lui Towsend. Depărtîndu-se de regiunile cu intensităţi mari ale cîmpului, electronii îşi micşorează viteza ($\overline{v} = K\overline{E}$, K fiind mobilitatea şi $\overline{E}$, intensitatea cîmpului) şi se ataşează de moleculele de oxigen formînd oxigen electronegativ şi o dată cu aceasta, o regiune cu o puternică sarcină spaţială negativă. După Trichel şi Loeb [3], [5], [7], datorită tocmai acestei grupări de oxigen electronegativ s-ar explica mecanismul descărcării, cu caracterul său de regularitate; trebuie amintit că în situaţia în care sistemul de electrozi vîrf-placă este plasat într-un spaţiu în care nu există gaze electronegative, fenomenul nu mai are acelaşi aspect.

Ionii pozitivi care apar în avalanşele succesive se îndreaptă spre catod, accelerînd la început, ionizarea, iar apoi anulînd-o prin scăderea intensităţii cîmpului atunci cînd ionii pozitivi se ataşează vîrfului. După neutralizarea sarcinii spaţiale pozitive, cîmpul revine la valoarea sa ridicată şi alţi ioni pozitivi vor produce noi avalanşe.

Se poate spune că regularitatea impulsurilor ca amplitudine şi frecvenţă se datoreşte regularităţii cu care se formează şi se deplasează spre electrozi cele două sarcini spaţiale create în timpul descărcării: cea negativă compusă din oxigen electronegativ şi ionii pozitivi.

Explicarea de către Trichel a mecanismului acestui tip de descărcare prin teoria avalanşelor a lui Towsend, descărcare apărută ca efect al mai multor avalanşe care se amplifică cu coeficientul γ, nu poate explica numărul de purtători mai redus sau timpul de descărcare real, diferit de cel din calcul, 10^{-5} faţă de 10^{-7}. . . 10^{-8} s.

Adoptarea noţiunii de streamer, propusă de Loeb, a putut explica canalele de mare conductibilitate dintre electrozi, descărcarea apărînd nu ca un efect al mai multor avalanşe ca la Towsend, ci a uneia singure care pregăteşte „canalul" premergător descărcării. Mecanismul formării streamerului, descris în suficientă măsură în literatură [7], [8], [9], explică timpii mai mici de parcurgere a distanţei vîrf-placă.

Se poate spune că de la descoperirea acestui fenomen, fenomenul de bază în studiul descărcărilor corona, eforturile cercetărilor au fost dirijate spre elucidarea mecanismului descărcării [3], [4], [5], [7] (descărcări care dau naştere la impulsuri scurte de curent furnizate de capacitatea sistemului), a influenţei pe care o au elementele geometrice ale sistemului de electrozi sau mediul înconjurător [3], [10] — [14] şi spre dezvoltarea acelei tehnici de măsură capabile să poată pune în evidenţă impulsuri cu front atît de drept şi a căror durată să fie situată în jurul zecilor de nanosecunde [8], [15] — [21]. Înregistrarea unor asemenea impulsuri a cerut dezvoltarea unei întregi tehnici de măsură, elaborarea de circuite de măsură cu constante de timp mici şi osciloscoape cu amplificatoare în bandă largă, pînă în jur de 100 MHz.

În continuare nu vor fi prezentate o serie de experimentări efectuate şi care confirmă rezultatele publicate în literatura străină; vor fi date numai acele rezultate care completează unele cunoştinţe actuale sau deschid noi direcţii de cercetare. Astfel, dacă influenţa vîrfului, a presiunii, a compoziţiei gazelor în care are loc descărcarea, au fost, în general, tratate, un aspect important al descărcării, şi anume studierea impulsurilor Trichel, nu pentru un singur vîrf, ci pentru combinaţii de mai multe vîrfuri care descarcă simultan, înregistrarea şi interpretarea lor, nu au mai fost după părerea autorilor studiate. Datele obţinute în aceste experimentări pot contribui la o mai bună cunoaştere a descărcărilor în dielectrici, care în cazul mai multor vîrfuri, se apropie mai corect de fenomenul fizic ce are loc în sistemele izolante.

Mai mult decît atît, apare posibilitatea găsirii unor oscilograme tipice care, completate cu unele indicaţii privind numărul de descărcări, să permită interpretarea unor defecţiuni în izolaţie.

2. Schema experimentală folosită

Schema electrică pentru explorarea şi înregistrarea descărcărilor corona la sisteme de electrozi vîrf-placă, notate în cele ce urmează cu simbolul $V - P$, este dată în figura 1.

Ea se compune, în principal, dintr-o sursă de înaltă tensiune, transformatorul TT, a cărui tensiune poate fi reglată în limite largi cu ajutorul autotransformatorului AT. Tensiunea alternativă este redresată cu ajutorul redresorului cu seleniu RS

* Ing. *Florin Tănăsescu* este secretar ştiinţific la Institutul de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.), iar ing. Ionel Răulescu este şef de laborator la acelaşi institut.

și prin intermediul unei rezistențe de sarcină R_1 aplicată condensatorului C și sistemului de electrozi $V - P$ la care se studiază regimul de descărcări. Măsura tensiunii se face pe partea primară a transformatorului, cu ajutorul voltmetrului

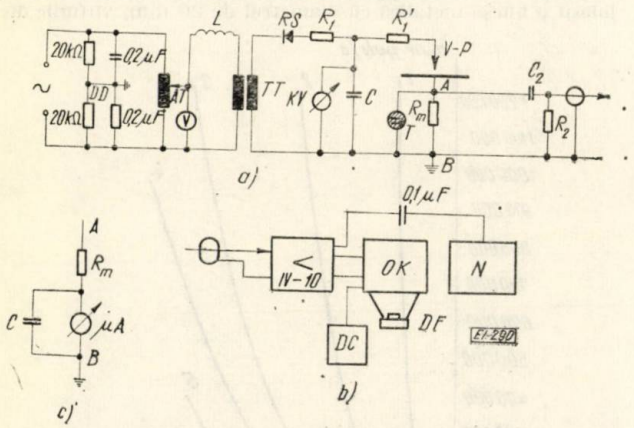


Fig. 1. Schema electrică pentru explorarea și înregistrarea descărcărilor corona la sistemul de electrozi vîrf-placă : *a* – circuitul de alimentare și sistemul $V - P$; *b* – circuitul de înregistrare ; *c* – circuitul care se introduce între punctele $A - B$ pentru măsura valorii medii a curentului corona ; R_1 – rezistența chimică de limitare 100 kΩ ; R_1' – rezistență chimică de limitare 150 kΩ ; *RS* – redresor cu plăci de seleniu pentru 10 kV, construcție I.C.P.E. ; *KV* – voltmetru electrostatic, 0 – 35 kV ; $V - P$ – dispozitivul vîrf-placă studiat ; R_m – rezistență de măsură, 560 Ω ; *C* – condensator 1 μF, 10 kV ; C_2 – condensator cu mică de 2 000 pF ; R_2 – rezistență de 600 Ω pentru transmiterea impulsurilor la *OK* ; *DD* – dispozitiv de parazitare ; *AT* – autotransformator, 250 V, 8 A ; *V* – voltmetru ; *TT* – transformator de înaltă tensiune tip IOM – 10,01/10 kV ; *L* – șoc de protecție ; *T* – tub cu neon de protecție, 270 V ; *IV* – 10 – amplificator în bandă largă, $k = 400$; *OK* – osciloscop de impuls OG 1 – 8 ; *N* – numărător de impulsuri RFT ; *DC* – dispozitiv de comandă a bazei de timp ; *DF* – dispozitiv de fotografiere.

V, iar tensiunea continuă cu ajutorul unui voltmetru electrostatic *KV*. Schema mai cuprinde, ca elemente de protecție, dispozitivul de deparazitare *DD* și inductanța *L*.

Sistemul de electrozi $V - P$ a fost realizat dintr-o placă de alamă *P* groasă de 3 mm și cu diametrul de 200 mm, foarte bine șlefuită și un vîrf ascuțit *V*, constituit dintr-un ac de gramofon cu diametrul de 0,12 mm ; ambii electrozi au posibilitatea de deplasare pe verticală, deci schimbarea distanței de străpungere dintre vîrf și placă.

Sistemul de măsură a fost conceput în sensul asigurării unei fidelități acceptabile, front scurt și alungirii reduse a duratei impulsului în scopul unei rezoluții oscilografice optime pentru înregistrarea și numărarea impulsurilor ; de asemenea, s-a căutat obținerea unei amplitudini suficient de mari pentru a permite o vizualizare și oscilografiere corectă a fenomenului.

Rezistența de măsură R_M trebuie aleasă cu o valoare suficient de mare pentru ca impulsurile de tensiune să nu se piardă în zgomotul amplificatorului, iar impulsurile de tensiune culese pe R_M vor fi proporționale cu aceasta atîta timp cît constanta de timp a circuitului de măsură τ_M este mai mare decît timpul de coborîre a spatelui impulsului τ_S ; înregistrări optime se vor obține pentru valori ale rezistenței cuprinse între 100 Ω – 2 000 și 3 000 Ω.

Alegerea rezistenței de măsură s-a făcut ținînd seamă de capacitatea parazită și de banda amplificatorului : $C_p \approx 200$ pF, $B = 7$ MHz, $R_M < \dfrac{1}{B C_p}$; cu o rezistență de măsură $R_M = 560\ \Omega$, spatele impulsului a fost influențat de o constantă de timp a circuitului de măsură :

$$\tau_1 = R_M C_P = 560 \cdot 200 \cdot 10^{-12} = 0{,}112\ \mu s,$$

iar frontul, de constanta de timp echivalentă :

$$\tau = \frac{1}{2\pi B} \cong 12\ \text{ns}.$$

Capacitatea parazită a circuitului de măsură real și a sistemului de electrozi vîrf-placă $V - P$ s-a determinat prin divizare cu un condensator etalonat folosind o sursă de semnal (impuls similar ca formă) un generator marker, urmărind rezultatul pe osilograf. Cu o sensibilitate la plăcile de măsură de $h = 0{,}17$ mm/V vîrf-vîrf și o amplificare de circa 400, deviația disponibilă a fost de $y = 40$ mV/cm, ceea ce s-a verificat cu ajutorul tensiunii de calibrare a amplificatorului.

Rezistența de măsură a fost uneori schimbată pentru adaptare cu cablul de transmisiune ; de asemenea, la măsura curentului mediu de descărcare, a fost mărită pînă la 2 MΩ spre a evidenția caracterul de generator de curent constant al sursei de semnal, $V - P$.

Pentru protecția aparaturii s-au folosit facultativ :

– condensatorul de separație C_2 ;

– rezistențele de limitare R_1 și R_1' ;

– inductanța *L* și filtrul de deparazitare *DD* cu elemente *R* și *C*.

Pentru înregistrarea distinctă a impulsurilor s-a asociat montajului analizat, un osciloscop cu două spoturi monoimpuls (*OK* – 25), avînd comanda bazei de timp din exterior pe unul din spoturi aplicîndu-se fenomenul studiat, iar pe celălalt, marcarea timpului ; declanșarea fenomenului s-a făcut cu ajutorul unui dispozitiv de comandă *DC*, care prin întîrzierea variabilă pe care o poate da, a permis apariția fenomenului abia după ce aparatul de fotografiat a fost declanșat. Pentru alte înregistrări și aprecieri calitative ale fenomenului s-au mai folosit și alte două tipuri de osciloscoape de impuls : OG1 – 8 și Philips GM 5602.

Întrucît s-a urmărit o studiere cît mai corectă a fenomenului, în schema de măsură a fost posibil cuplarea unui numărător de descărcări *N*, a unui aparat pentru măsura perturbațiilor, nefigurat în schemă și a unui microampermetru pentru determinarea curentului mediu. O atenție deosebită s-a acordat ecranării, măsurătorile făcîndu-se într-o cameră parțial ecranată, iar legăturile dintre aparate s-au realizat cu cabluri coaxiale.

Înregistrările s-au făcut pe film Röntgen cu sensibilitatea de 22° DIN, pentru osciloscoapele cu iluminarea verde a ecranului și 27° DIN ortopancromatic, pentru cele cu iluminarea albastră a spotului.

3. Rezultate experimentale și interpretarea lor

În continuare se prezintă doar experimentările făcute pe un singur tip de vîrf de 0,12 mm din oțel, urmărindu-se modul în care variază frecvența descărcărilor cu variația tensiunii aplicate. Acele din oțel folosite au avut aceleași caracteristici geometrice, iar verificările făcute nu au dat abateri demne de a fi luate în seamă. Periodic, după un ciclu de experimentări propus, se schimbau vîrfurile, iar placa se curăța. Figura 2

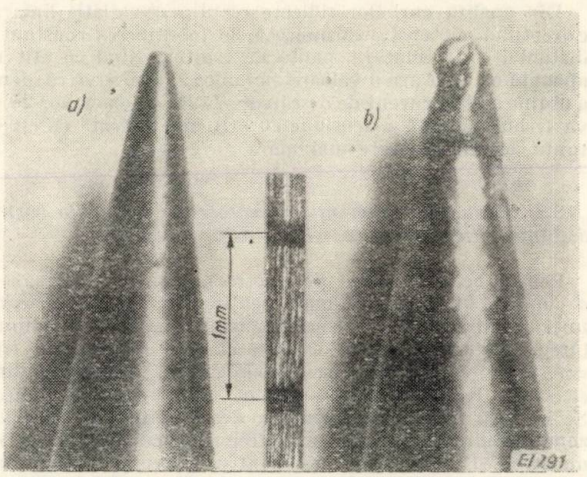


Fig. 2. Fotografie făcută la microscop pentru vîrfurile utilizate la încercări :

a – aspectul inițial ; *b* – aspectul după un număr de descărcări.

prezintă la scară mărită, cu ajutorul unui microscop, dimensiunile și aspectul a două vîrfuri, unul folosit și altul nu, conform legendei din figură ; trebuie menționat că „uzarea acului" are loc și în condiții în care nu există străpungere

sau scînteie vizibilă, ceea ce dovedeşte existenţa unor curenţi în perioada premergătoare descărcării vizibile.

În ciclul de experimentări propus s-a căutat să se determine variaţia valorii curentului de impuls corona cu tensiunea aplicată pentru diferite distanţe între electrozi, determinarea numărului de descărcări cu tensiunea aplicată pentru distanţe de eclatare diferite şi, în sfîrşit, înregistrările oscilografice ale impulsurilor Trichel pentru aceleaşi distanţe. De asemenea, s-au experimentat sistemele de electrozi, formate din mai multe vîrfuri, care descărcau faţă de o placă.

3.1. *Măsurarea curentului mediu de descărcare corona al sistemului V—P pentru diferite distanţe între electrozi*

În schema propusă a fost introdus între punctele *A B* circuitul din figura 1, *c*, adaptîndu-se în aşa fel încît să nu se schimbe condiţiile de funcţionare a schemei. Pentru distanţele d = 2, 4, 8, 16 mm s-a ridicat variaţia curentului mediu I_{med} cu tensiunea aplicată U_{apl}, curbele reprezentative fiind date în figura 3.

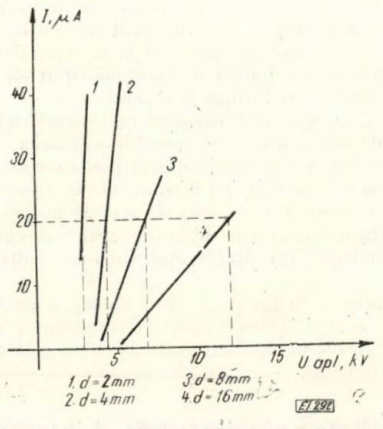


Fig. 3. Curentul mediu de descărcare al unui sistem de electrozi 1 $V-P$ pentru diferite valori ale distanţei dintre electrozi.

Măsurările s-au făcut la o presiune de 760 mm col. Hg, la o temperatură de 23°C şi umiditate relativă de 58%.

Din analiza curbelor ridicate rezultă o variaţie liniară a curentului cu tensiunea aplicată, la menţinerea constantă a distanţei d de eclatare, panta de creştere fiind cu atît mai abruptă cu cît d are o valoare mai mică. Se observă că pentru a obţine acelaşi curent de descărcare I, fie de exemplu, 20 μA, va trebui aplicată o tensiune cu atît mai ridicată cu cît distanţa de eclatare este mai mare.

3.2. *Măsurarea frecvenţei descărcărilor corona la variaţia distanţei dintre electrozi şi a tensiunii aplicate*

Pentru acelaşi sistem de electrozi, pentru valori ale lui d cuprinse între 2 şi 54 mm, menţinute constante în cadrul unei experimentări, s-a variat tensiunea aplicată sistemului, înregistrîndu-se numărul de descărcări pe unitatea de timp, corespunzător fiecărei tensiuni aplicate şi distanţa d dintre electrozi. Rezultatele măsurărilor sînt trecute în figura 4. Se observă frecvenţa ridicată a descărcărilor, în special în zona distanţelor mici 2,6 mm, frecvenţe ce ajung la aproximativ 1 MHz. De asemenea, pentru o aceeaşi tensiune aplicată, numărul de descărcări este cu atît mai ridicat cu cît distanţa d este mai mică. Măsurările efectuate la anumite intervale de timp şi în aceleaşi condiţii de încercare au dat rezultate similare.

Trebuie arătat că, datorită regularităţii cu care se produc descărcările, numărul de impulsuri care apar la aplicarea unei tensiuni sistemului de electrozi 1 $V-P$ şi măsurate cu numărătorul N se regăseşte la interpretarea oscilogramelor.

3.3. *Măsurarea frecvenţelor descărcărilor corona produse de mai multe vîrfuri care descarcă faţă de o placă la variaţia tensiunii*

Pentru a studia modul în care variază cu tensiunea numărul de descărcări corona pentru sisteme cu mai multe vîrfuri s-a folosit o bucşă metalică cu diametrul de 20 mm, vîrfurile dis-

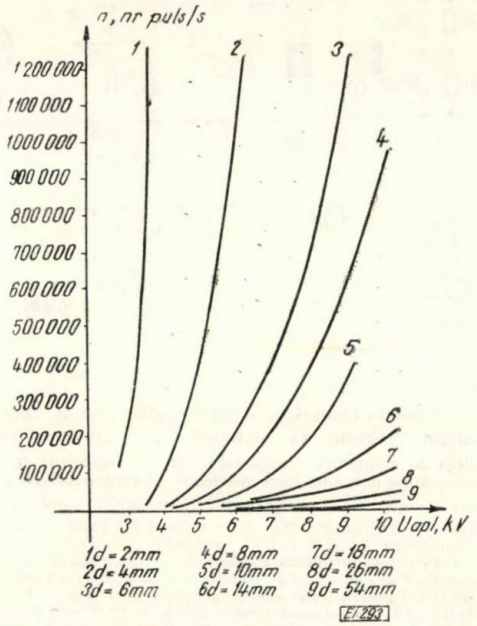


Fig. 4. Variaţia frecvenţei descărcărilor cu tensiunea aplicată la variaţia distanţei d de la 2 la 54 mm.

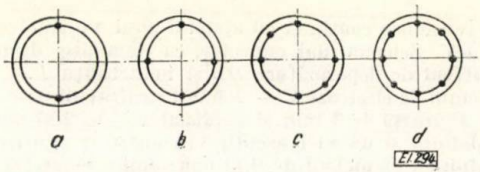


Fig. 5. Modul de dispunere a vîrfurilor pe bucşă : *a* — două vîrfuri ; *b* — patru vîrfuri ; *c* — şase vîrfuri ; *d* — opt vîrfuri.

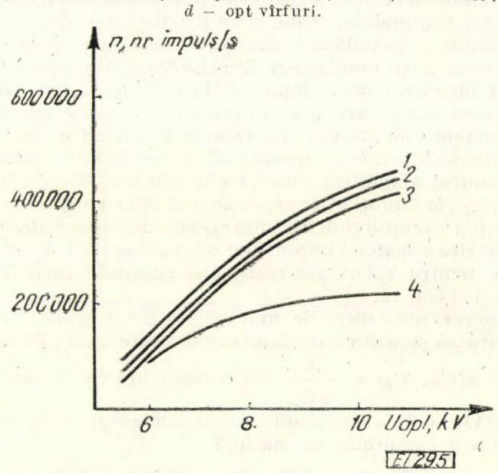


Fig. 6. Numărul de impulsuri funcţie de tensiunea aplicată pentru mai multe vîrfuri care descarcă faţă de placă ; acele sînt dispuse pe o bucşă cu diametrul de 20 mm.

punîndu-se pe o coroană de 10 mm, în multipli de 2, ca în figura 5. Distanţa la care s-au plasat vîrfurile faţă de placă a fost de 4 mm.

Curbele din figura 6 arată că numărul de impulsuri creşte cu tensiunea aplicată, pentru toate sistemele de electrozi. Pentru o

aceeaşi tensiune, numărul cel mai mare de impulsuri este dat de sistemul de electrozi cu numărul cel mai ridicat de vîrfuri. Alura curbelor este mult mai lentă decît în cazul unor vîrfuri individuale, remarcîndu-se o tendinţă de apropiere a curbelor atunci cînd numărul de vîrfuri se măreşte. De asemenea, trebuie menţionat că numărul de perioade, în cazul în care descarcă mai multe vîrfuri alimentate de la aceeaşi sursă de tensiune, nu creşte după o lege care să exprime o proporţionalitate cu numărul de descărcări produs de un vîrf. Existenţa mai multor vîrfuri, deplasarea descărcărilor de la un vîrf la altul, par să limiteze creşterea numărului de descărcări.

3.4. *Înregistrări oscilografice*

Impulsurile Trichel pentru sistemul de electrozi vîrf-placă 1 $V - P$ şi pentru distanţe variabile de la 2 la 32 mm au fost oscilografiate la diferite tensiuni aplicate. În cele ce urmează se prezintă din seria de înregistrări doar oscilograma descărcărilor corona produse de vîrful negativ depărtat faţă de placa pusă la pămînt la distanţa de 32 mm, aspectul calitativ al fenomenului fiind identic în toate cazurile. Osciloscopul de impuls folosit în cadrul acestor experimentări tip OK — 25 a dat posibilitatea aplicării fenomenului pe un spot şi a markerului pe celălalt, distanţa dintre două diviziuni reprezentînd 10 μs. Tensiunea aplicată sistemului a variat de la 5 la 12 kV, iar oscilogramele ridicate pentru diferitele tensiuni aplicate sînt date în figura 7, $a - f$. Ele nu diferă de cele ridicate de Trichel, caracterizîndu-se prin impulsuri neregulate şi de amplitudine inegală în zona valorilor 5 — 8 kV, figura 7, $a - d$ şi regulate şi de amplitudine constantă la valorile mari ale tensiunilor (10 — 12 kV), figura 7, $e - f$. Creşterea tensiunii nu face altceva decît să mărească frecvenţa numărului de impulsuri, menţinîndu-se constante pentru aceeaşi tensiune, atît amplitudinea, cît şi distanţa dintre impulsuri. Datorită acestei regularităţi, unii autori recomandă acest sistem de electrozi ca etalon de descărcări parţiale.

Un fenomen la fel de interesant a apărut la compunerea impulsurilor Trichel, produse de două vîrfuri care „descarcă" simultan faţă de o placă distanţată în cazul studiat la 4 mm. Astfel, la cele două vîrfuri s-a aplicat tensiunea negativă, iar placa, la fel ca şi în celelalte situaţii, a fost pusă la pămînt prin intermediul rezistenţei de măsură R_M.

Tensiunea a fost crescută în mod continuu de la 3,2 kV, cînd a apărut primele impulsuri, pînă la 5,4 kV, cînd îndesirea acestora a împiedicat continuarea experimentărilor din cauza iminentei descărcări prin scînteie. În figura 8, în fotografiile notate cu indicii 8, $a - l$, sînt date diferitele etape ale descărcărilor corona dintre vîrfuri.

În figura 8, *a*, la aplicarea tensiunii de 3,2 kV, se constată apariţia unor impulsuri de amplitudine aproximativ constantă şi la intervale inegale; descărcările sînt produse doar de un singur vîrf. Creşterea tensiunii aplicate de 3,4 kV duce la apariţia trenurilor de impulsuri şi a celui de-al doilea vîrf, similar ca aspect primului, dar de altă amplitudine şi frecvenţă (fig. 8, *b*). La variaţia tensiunii, la valorile 3,6 kV (fig. 8, *c*), 3,8 kV (fig. 8, *d*) şi 4 kV (fig. 8, *e*), aspectul descărcărilor se modifică în continuare, observîndu-se o îndesire a impulsurilor (deci o micşorare a perioadei lor de repetiţie). Se fac simţite primele suprapuneri ale impulsurilor celor două trenuri (care se diferenţiază după amplitudine şi frecvenţă), obţinîndu-se valori rezultante de înălţime mai mare. Acest fenomen este încă rar, datorită faptului că perioada impulsurillor fiind încă mare, posibilitatea de coincidenţă a impulsurilor provenind din cele două trenuri este încă redusă.

Creşterea mai departe a tensiunii la 4,2 kV produce o îndesire şi mai mare a impulsurilor (fig. 8, *f*), iar la 4,4 kV (fig. 8, *g*) fenomenul apare evident. O suprapunere perfectă a impulsurilor se observă în zona centrală a oscilogramei, unde frecvenţele de repetiţie a celor două trenuri coincid. Decalarea celor două spectre de impulsuri cu un anumit timp, diferit la fiecare tensiune aplicată, face ca în unele regiuni ale oscilogramei, spre exemplu, la începutul şi sfîrşitul ei, să apară linii

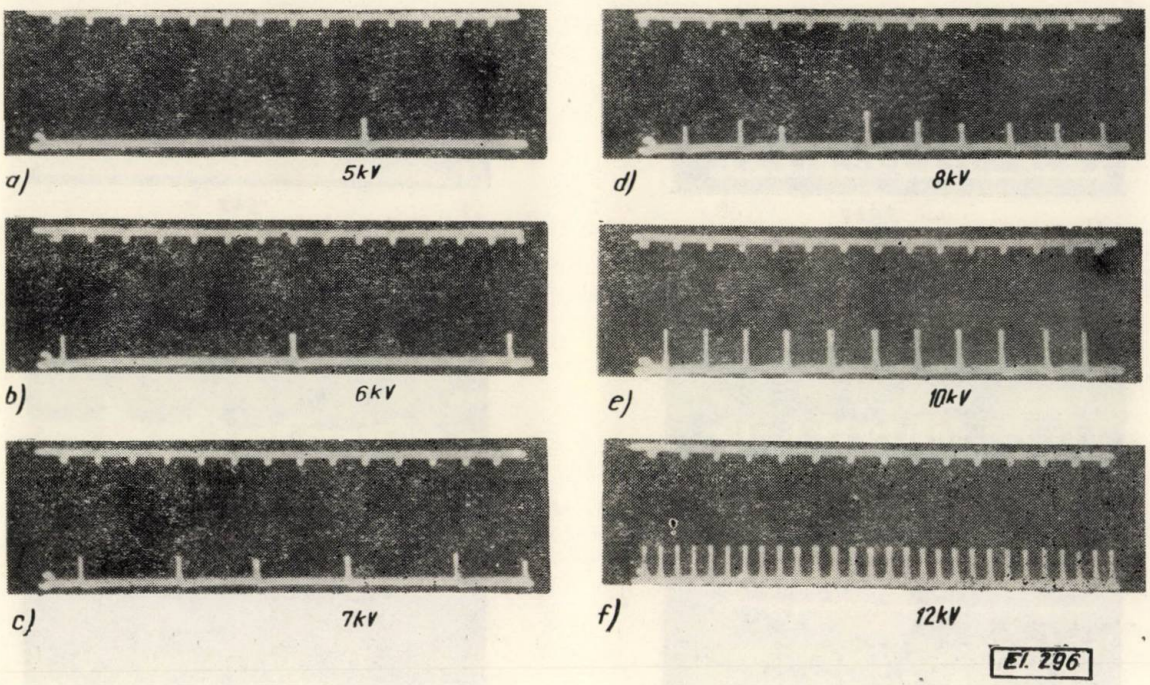


Fig. 7. Impulsurile Trichel pentru electrozi 1 $V - P$ la $d = 32$ mm.

Creşterea mai departe a tensiunii duce la îndesirea extremă a impulsurilor care apar ca o bandă continuă, cu întreruperi însă în apropierea descărcării, ca şi cum în acel moment s-ar micşora numărul de purtători. De asemenea, citirea simultană a numărătorului de descărcări N arată un număr de impulsuri mult redus etapelor anterioare.

mai groase, a căror grosime variază între δ şi 2δ, dacă se notează cu δ grosimea unui impuls.

Trebuie remarcat faptul că la tensiunile 4,8; 5; 5,2; 5,4 kV, aplicate sistemului de electrozi 2 $V - P$ (fig. 8, *i*, *j*, *k*, *l*), impulsurile devin regulate, distanţa relativă dintre acestea se micşorează, ceea ce face ca suprapunerile să fie mai nete, în

special în ultimele oscilograme din figura 8, *k* şi *e*, unde se vede că amplitudinea rezultantă are o valoare mai mare decît amplitudinea primului tren de impulsuri. Frecvenţa descărcărilor

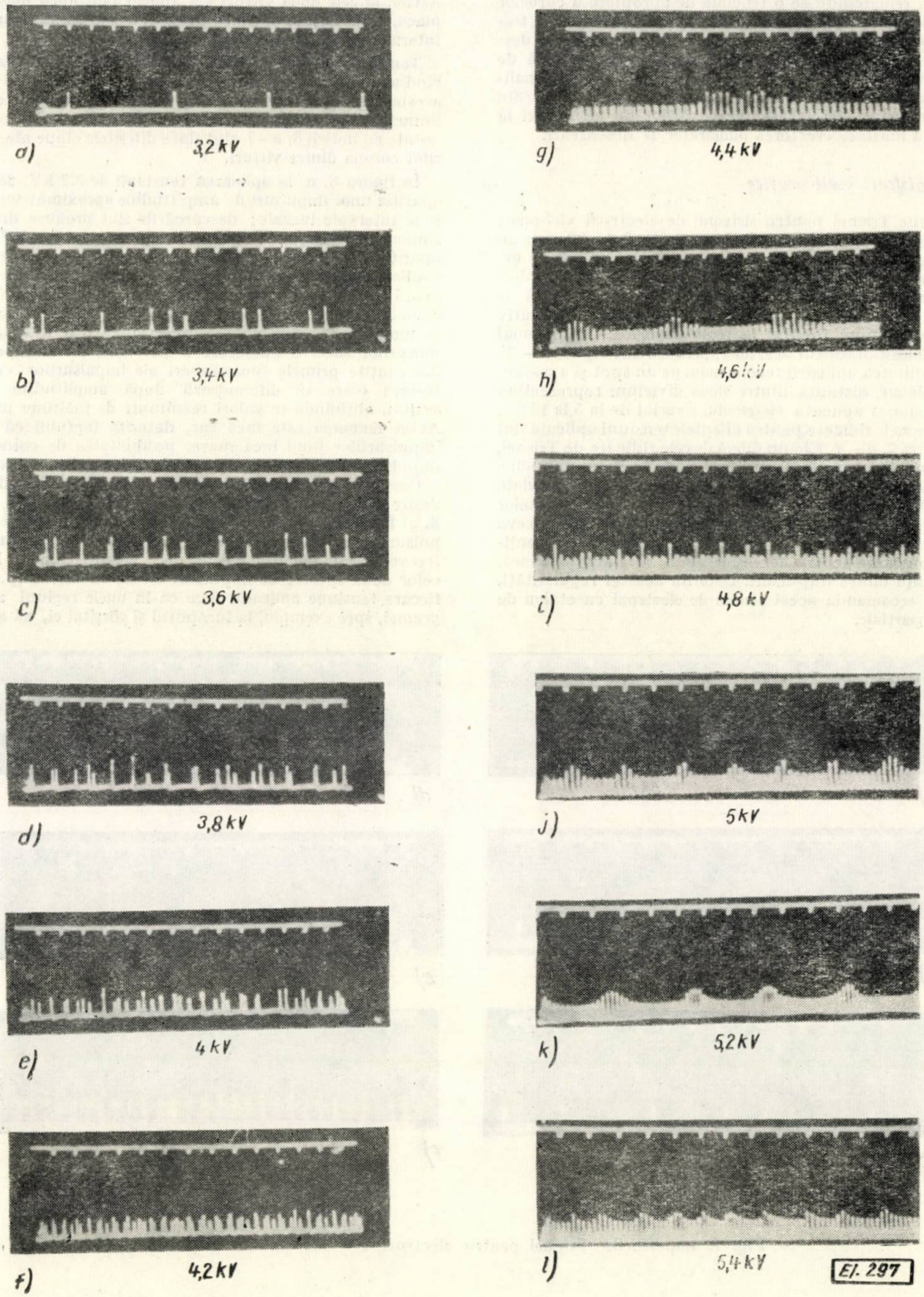


Fig. 8. Impulsurile Trichel pentru electrozi 2 $V - P$ la $d = 4$ mm.

celor două vîrfuri a devenit aproape identică, fapt dovedit de suprapunerea perfectă a impulsurilor şi claritatea înregistrării lor.

O explicare a compunerii impulsurilor este dată în figura 9, unde se prezintă situaţiile care pot apărea în cazul existenţei a două trenuri de impulsuri T_1 şi T_2 produse la descărcarea a două vîrfuri faţă de o placă, şi anume : impulsuri izolate care apar în mod net fără compunere (fig. 9, *a*), impulsuri la un timp ($t - t_1$), care se compun ca în figura 9, *b* şi impulsuri

aproximativ în fază, avînd o compunere aproape perfectă (fig. 9, *c*).

În figura 9, *b* se observă modul de compunere a două impulsuri ce apar la timpii t și t_1, aparţin unor trenuri diferite şi a căror amplitudine este notată cu T_1 şi T_2. Datorită intersecţiei celor două impulsuri, înălţimea impulsului din trenul T_2 se

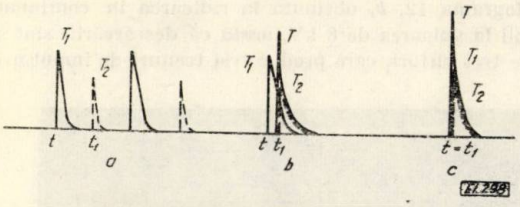


Fig. 9. Situaţii în care pot să apară impulsurile în cele două trenuri:
a – impulsuri izolate; *b* – impulsuri care se intersectează; *c* – impulsuri care se suprapun.

va mări cu partea corespunzătoare „cozii" impulsului T_1, dînd impulsul rezultant de amplitudine T.

O dată cu creşterea tensiunii, cînd frecvenţa impulsurilor devine aproape egală, suprapunerea impulsurilor apare net ca în figura 9, *c*.

Regularitatea descărcărilor corona, în cazul unui sistem de electrozi $V - P$, alimentat cu vîrful la polaritatea negativă, a fost analizată de Trichel şi de toţi cei care au studiat

Aceste spectre ale impulsurilor înregistrate la descărcarea unui sistem 2 $V - P$ pot fi considerate caracteristice pentru acest fenomen cu valabilitatea şi reproductibilitatea celor descrise de Trichel pentru sistemul 1 $V - P$.

În cazul în care există mai mult de două puncte care iniţiază descărcări corona, alura impulsurilor nu mai prezintă caracterul de regularitate menţionat anterior. Experimentările au continuat montînd trei ace de oţel, cu aceleaşi caracteristici geometrice, într-o bucşă metalică distanţată tot la 4 mm faţă de celălalt electrod – placa, adică sistemul 3 $V - P$. În cele ce urmează, pentru simplificarea urmăririi expunerii, sistemul de electrozi V, compus din mai multe vîrfuri, va avea ca indice numărul de vîrfuri; 8 $V - P$, de exemplu, va însemna opt vîrfuri faţă de placă ş.a.m.d.

La aplicarea tensiunii de 3,2 kV se observă că la început impulsurile sînt provocate doar de un vîrf (fig. 10, *a*), alura fiind caracteristică impulsurilor Trichel. La tensiunea de 3,75 kV începe să descarce un al doilea vîrf, oscilograma 10, *b* semnalînd existenţa a doua trenuri de impulsuri de amplitudine aproximativ egală şi frecvenţă de repetiţie diferită. Creşterea în continuare a tensiunii la 4,25 kV face ca şi cel de-al treilea vîrf să înceapă să descarce (fig. 10, *e*), tensiune de la care poate fi vorba de un început de suprapunere a impulsurilor (fig. 10, *d* – *f*). Trebuie remarcat însă că diferenţa dintre frecvenţele celor trei trenuri de impulsuri nu mai permite o suprapunere a acestora, o coincidenţă sau o repetare într-o anumită succesiune

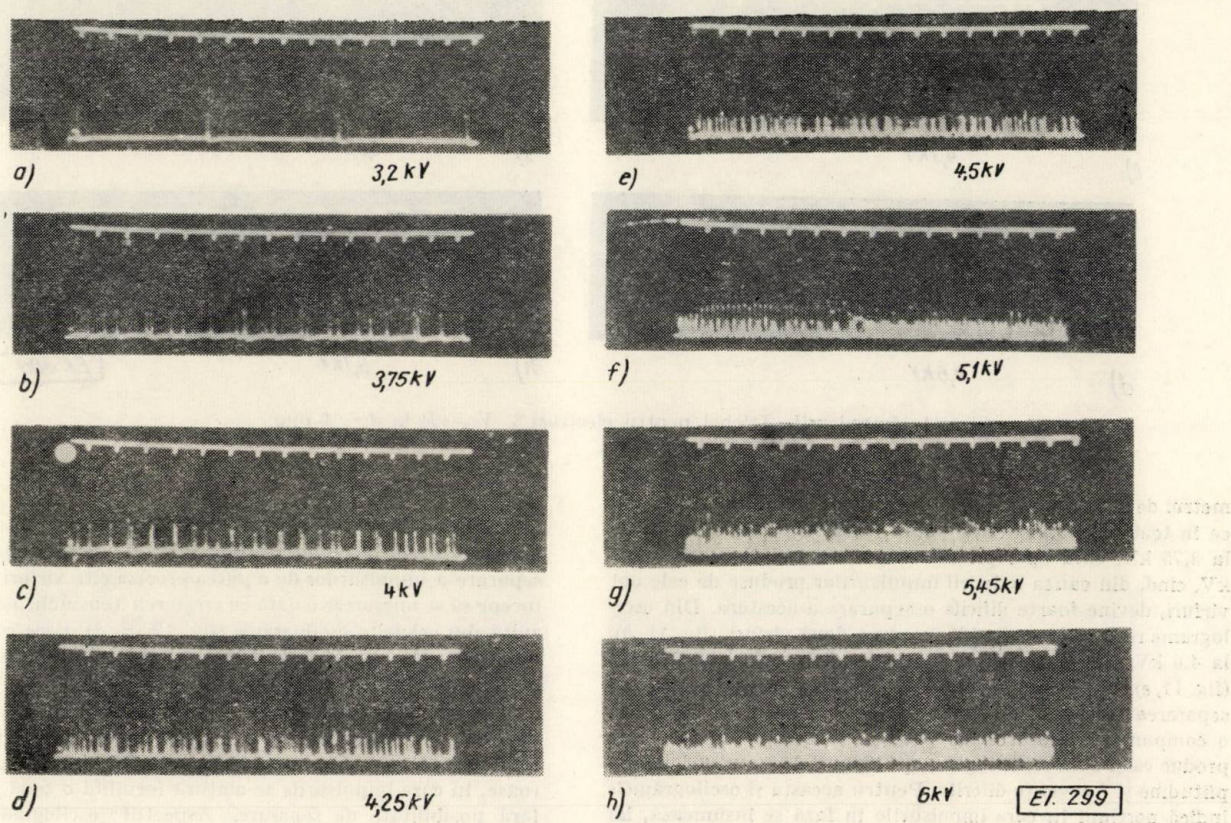


Fig. 10. Impulsurile Trichel pentru electrozi 3 $V - P$ la $d = 4$ mm.

mai tîrziu acest fenomen. Descărcările produse de două sau mai multe vîrfuri şi spectrele corespunzătoare ale impulsurilor (fenomenul acesta de bătăi la compunerea impulsurilor) nu au mai fost, după informaţiile autorilor, descrise în literatură. El poate da indicaţii preţioase specialistului care lucrează în descărcări parţiale, această compunere explicînd amplitudinile mai mari decît ale unui singur vîrf, ce se obţin la oscilografierea fenomenului real.

aşa cum s-a observat cu claritate la 2 $V - P$. La 4,5 kV (fig. 10, *e*) se observă suprapunerea diferitelor impulsuri şi obţinerea unora care depăşesc net amplitudinea ce caracterizează descărcările individuale ale vîrfurilor. Crescînd în continuare tensiunea, pot apărea zone în care această compunere să fie clar pusă în evidenţă, ca în figura 10, *f*, la 5,1 kV sau mai puţin netă la tensiunile următoare, 5,45 kV şi 6 kV, pentru care se dau oscilogramele 10, *g* şi 10, *h*.

Oscilogramele ridicate pentru acest fenomen pun în evidență prezența unor impulsuri de amplitudine variabilă, după modul în care s-a făcut compunerea, impulsuri care depășesc o zonă de linii mai groase existentă pe toată lungimea oscilogramei apărută datorită diferenței de frecvență a celor trei vîrfuri care fac ca impulsurile să se apropie, să se alăture și să dea o bandă aproape continuă.

În figura 11 sînt date oscilogramele ridicate la experimentarea unui sistem de electrozi compus din opt vîrfuri și placa cu diaminusul sursei, vom avea posibilitatea studierii descărcării unui număr de vîrfuri, constituit din neregularitățile suprafeței conductorului.

Din oscilogramele ridicate se observă că la 7,5 kV descarcă un singur vîrf, impulsurile sînt încă rare (aproximativ un impuls la 200 μs), așa cum rezultă din figura 12, *a*.

Oscilograma 12, *b*, obținută la ridicarea în continuare a tensiunii la valoarea de 8 kV, arată că descărcările sînt produse de trei vîrfuri, care produc trei trenuri de impulsuri de

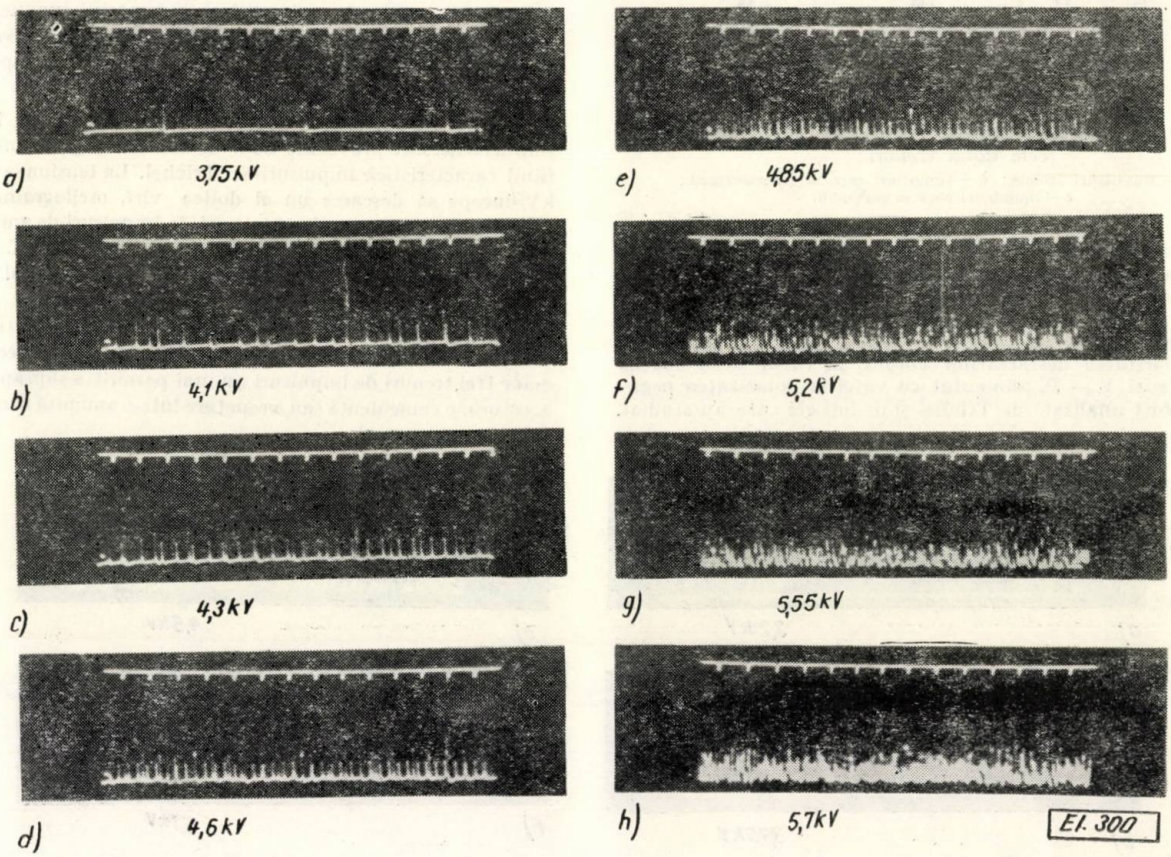


Fig. 11, Impulsurile Trichel pentru electrozi 8 $V - P$ la $d = 4$ mm.

metrul de 200 mm. Tensiunea aplicată sistemului (vîrful avînd ca în toate experimentările polaritatea negativă) a variat de la 3,75 kV, cînd apar primele impulsuri izolate, pînă la 5,7 kV, cînd, din cauza îndesirii impulsurilor produse de cele opt vîrfuri, devine foarte dificilă o separare a acestora. Din oscilograme rezultă că la 4,1 kV descarcă două vîrfuri (fig. 11, *b*), la 4,6 kV, trei vîrfuri (fig. 11, *d*) și patru vîrfuri la 4,85 kV (fig. 11, *e*), după care îndesirea impulsurilor face puțin precisă separarea trenurilor de impulsuri. Ultimele oscilograme arată o compunere a descărcărilor produse de cele opt vîrfuri care produc ca și cum ar fi singure, opt trenuri de impulsuri de amplitudine și frecvențe diferite. Pentru aceasta și oscilogramele indică porțiuni în care impulsurile în fază se însumează, iar în alte regiuni, datorită diferenței de frecvență dintre acestea, se alătură, dînd zone mai late, luminoase, fără posibilitate de separare a impulsurilor.

Ar prezenta mult interes o cercetare viitoare a influenței pe care o produce apropierea vîrfurilor, stabilirea distanței la care acestea descarcă independent și cînd încep să se influențeze.

Extrapolînd problema, adică considerînd un fir de lungime limitată, separat față de placă la o distanță de 12 mm și pus la amplitudine și frecvență diferită ; se observă chiar existența unor suprapuneri de impulsuri, cu amplitudine rezultantă mai mare decît înălțimea impulsurilor individuale. Posibilitatea de separare a impulsurilor de a putea preciza cîte vîrfuri descarcă începe să se micșoreze o dată cu creșterea tensiunii, așa cum rezultă din celelalte oscilograme (fig. 12, *c*, *d*). Ceea ce trebuie remarcat este numărul mult mai mic al impulsurilor, dar de amplitudine mult mai ridicată, chiar la această distanță mare.

Suprapunerea impulsurilor este destul de netă la tensiunea de 9 kV ; la tensiuni mai mari, crescînd frecvența de repetiție, există situații în care impulsurile coincid și altele mai numeroase, în care impulsurile se alătură formînd o zonă mai lată, fără posibilitate de separare. Aspectul oscilogramelor nu diferă calitativ de acela al înregistrărilor făcute pentru 3 $V - P$, 8 $V - P$ etc.

Prezentul studiu nu poate fi încheiat fără indicarea caracteristicilor principale ale unui singur impuls înregistrat într-un tren de descărcări corona, care se produc într-un sistem de electrozi vîrf-placă, cu vîrful pus la potențialul negativ.

Eforturile tuturor celor ce lucrează în acest domeniu se îndreaptă spre înregistrarea cît mai fidelă a impulsului ce se transmite de la locul în care are loc descărcarea ; circuitul de

măsură trebuie să influenţeze în cît mai mică măsură caracteristicile impulsurilor.

În figura 13 este dat un impuls negativ pentru sistemul de electrozi 1 $V - P$ distanţat la 4 mm, căruia i s-a aplicat o

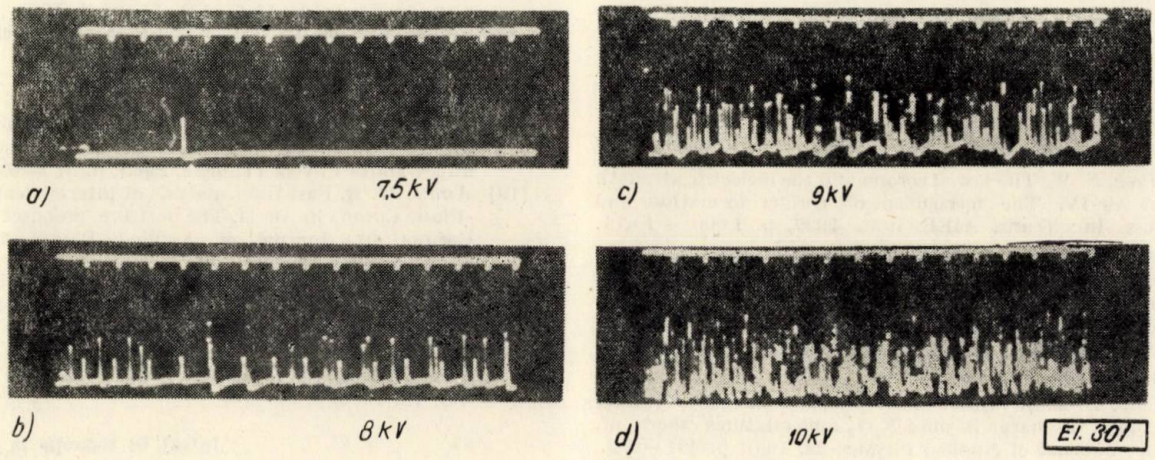


Fig. 12. Impulsurile Trichel pentru fir-placă la $d = 12$ mm.

tensiunea de 3,4 kV, osciloscopul fiind cuplat la rezistenţa de măsură R_m cu ajutorul unui cap de sondă. Se observă un front foarte abrupt, timpul de creştere al frontului t_f de ordinul a aproximativ 20 ns, iar lăţimea impulsului la 50 % amplitudine,

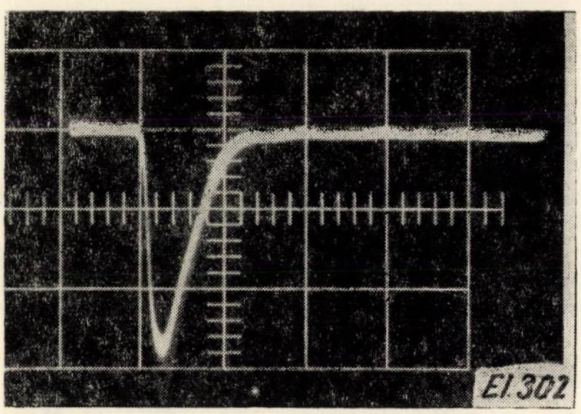


Fig. 13. Impuls negativ la sistemul 1 $V - P$ cu $d = 4$ mm, $V = 3{,}4$ kV, 1 cm scara timpului, 200 ns, 1 cm scara tensiunilor, 75 mV.

aproximativ 100 ns ; în oscilograme, un centimetru din scara timpului reprezintă 200 ns, iar un centimetru din scara tensiunilor, 75 mV/cm.

4. Concluzii

1. Înregistrarea impulsurilor corespunzătoare unor descărcări corona, completată cu o măsurare a frecvenţei lor, poate constitui un mijloc de apreciere a gradului de ionizare dintr-un sistem izolant, căruia i se aplică o tensiune înaltă.

2. Schema folosită, ca şi circuitul de măsură realizat, au permis înregistrarea corectă a impulsurilor provocate de descărcările corona, una din caracterisiticile cele mai importante obţinute pentru impuls, durata la 50 % amplitudine — în jur de 100 ns — fiind la nivelul celor mai bune înregistrări industriale.

3. Experimentările efectuate pe sisteme de electrozi vîrf-placă în curent continuu, cu unul sau mai multe vîrfuri puse la potenţialul negativ, au dus la următoarele rezultate :

— la un sistem de electrozi 1 $V - P$, a cărui distanţă a fost variată de la 2 la 16 mm, curentul mediu de descărcare pentru o aceeaşi distanţă d variază liniar cu tensiunea aplicată. Pentru o aceeaşi tensiune aplicată sistemului de electrozi, curentul are cea mai mare valoare pentru distanţa cea mai mică dintre electrozi ;

— numărul de impulsuri determinat la aplicarea tensiunii la acelaşi sistem de electrozi 1 $V - P$, pentru diferite distanţe d dintre electrozi, are o valoare cu atît mai ridicată cu cît distanţa d este mai mică ;

— în cazul în care descarcă mai multe vîrfuri faţă de o placă, numărul de impulsuri creşte cu tensiunea aplicată pentru toate sistemele de electrozi. Numărul maxim de impulsuri este dat de sistemul cu numărul cel mai mare de vîrfuri. Alura curbelor este mai lentă, sesizîndu-se o tendinţă de apropiere a curbelor, cînd numărul de vîrfuri creşte.

4. Oscilografierea trenurilor de impulsuri produse de două vîrfuri puse la potenţialul negativ şi care descarcă faţă de o placă a pus în evidenţă compunerea impulsurilor aparţinînd celor două sisteme de electrozi şi a dat explicaţie apariţiei unor impulsuri rezultante de valoare mai mare decît a impulsurilor individuale din trenurile T_1 şi T_2.

Oscilogramele prezentate pentru 2 $V - P$ pot fi considerate ca tipice pentru acest sistem de electrozi, cu aceeaşi valabilitate şi reproductibilitate ca cele date de Trichel pentru sistemul 1 $V - P$.

5. În cazul în care există mai mult de două vîrfuri care iniţiază descărcări, alura impulsurilor din oscilogramele ridicate pentru 3 $V - P$ pînă la 8 $V - P$ nu mai prezintă caracterul de regularitate menţionat anterior, dar indică anumite aspecte comune ; de asemenea, se pot extrage, pentru o anumită zonă de tensiuni, date privind numărul de vîrfuri care descarcă.

6. Rezultatele obţinute impun continuarea experimentărilor în sensul studierii modului de comportare a vîrfului la introducerea într-o alveolă cilindrică, căreia i se variază spre exemplu elementele geometrice, înălţimea şi diametrul.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Kreuger, F. H.* Detection and location of discharges. Delft, ed. a II-a, 1961.

[2] *Palmieri, N.* şi *Strada, F.* Determinazione della sensibilità d'una misura di livello corona. În : L'Energia Elettrica **XL**, nr. 3, 1963, p. 220 — 225.

[3] *Trichel, G. W.* The mechanism of the negative Point-to-Plane Corona noar onset. În : Physical Rev. **54**, nr. 15, dec 1938, p. 1 078 — 1 084.

[4] *Trichel, G. W.* The mechanism of the positive Point-to-Plane Coroana in air at atmospheric pressure. În : Physical Rev. **55**, 15 feb 1939, p. 382 — 390.

[5] *Loeb, B. L.* Fundamental processes of electrical discharge in gases. Londra, 1947.

[6] *Kaplov, N. A.* Elektriceskie iavlenia v gazah i vakume. Moscova, G.E.I., 1950.

[7] *Loeb, B. L.* The mechanism of the Trichel pulses of short time duration in air. În : Physical Rev. **86**, 1952, p. 256—257.
[8] *English, W. N.* Photon pulses from Point-to-Plane Corona. În : Physical Rev. **77**, 1950, p. 850.
[9] *Amin, M. R.* Fast time analysis of intermittent Point-to-Plane Corona in Air III. The Negative Point Trichel Pulse Corona. În : Journal of Applied Physics **25**, nr. 5, 1954, p. 627 — 633.
[10] *Kip, F. A.* Onset studies of positive Point-to-Plane Corona in air at atmospheric pressure. În : Physical Rev. **44**, 15 martie 1939, p. 549 — 556.
[11] *Peek, F. W.* The law of corona and the dielectric strength of Air-IV. The mechanism of corona formation and loss. În : Trans. AIEE, iunie 1927, p. 1 000 — 1 016.
[12] *Alexandrov, G. N.* Nacealnie stadii otriţatelnoi koroni s ostriia. În : Jurnal Tehniceskoi fiziki, tom. **XXVI**, nr. 12, 1956, p. 2 633 — 2 639.
[13] *Wagner, L.* Korona-Entladungen an der Spitze-Platte-Funkenstrecke. În : Archiv für Elektrotechnik **40**, nr. 6, 1952, p. 331 — 342.
[14] *Loeb, B. L.* şi *Miller, C. G.* Positive coaxial Cylinder Corona discharge in pure N_2O_2 and mixtures there of. În : Journal of Applied Physics **22**, 1951, p. 491—503.
[15] *Schwab, A.* Über die Anstiegszeiten von Korona-entladungsimpulsen in einer Spitze-Platte Funkenstrecke. Dissertation Technischen Hochschule Karlsruhe, 1963.
[16] *Widman, W.* Beitrag zur Bestimmung der Messempfindlichkeit bei Teilentladungsprüfungen von Hochspannungsgeräten. În : AEG-Mitt. **55**, nr. 1, 1965, p. 28—39.
[17] *König, D.* Über die Vergleichbarkeit von Koronamessungen an Spitze-Platte Funkenstreken in Luft bei Wechselspannung. În : Bull. ASE **57**, nr. 25, 1966, p. 1 155 —1 162.
[18] *Heintz, W.* Untersuchung des hochfrequentem Spektrums periodischer Entladungen. În : Zeitschrift für angewandte Physik **11**, nr. 2, 1965, p. 51 — 63.
[19] *Amin, M. R.* Fast time analysis of intermittent Point-to-Plane Corona in Air II. The positive preonset streamer Corona. În : Journal of Applied Physics **25**, nr. 3, 1954, p. 358—363.
[20] *König, D.* Über die Vergleichbarkeit von Koronamessungen an Spitze-Platte-Funkenstrecken in Luft bei Wechselspannung. În : : Bull. ASE **57**, nr. 25,1966, p.1155—1162.
[21] *Tănăsescu, Fl.* Studiul descărcărilor corona la echipamentele de înaltă tensiune. În : Lucrările I.C.P.E., vol. **16**, 1966, p. 65—80.

Intrat în redacţie la 13.V.1967

Studiul teoretic şi experimental al unor relee electromagnetice cu temporizare la deschidere

ADRIAN CUPŞA* — Bucureşti

CZ 621.318.33.042.13.001.5 :538.122

1. Introducere

1.1. Generalităţi

În schemele de protecţie, comandă şi semnalizare din circuitele secundare ale instalaţiilor energetice, sistemelor automate etc. intervin adesea relee temporizate fie la închidere (anclanşare), fie la deschidere (declanşare). Obţinerea temporizării depinde atît de valoarea ei, cît şi de construcţia releului adoptat sau de alte condiţii impuse funcţionării schemei respective, ca : natura curentului, variaţia tensiunii de alimentare etc.

În acest articol ne vom referi la releele electromagnetice de c.c. cu circuit magnetic masiv, la care dispozitivul de temporizare constă dintr-un ecran de cupru (denumit şi tub amortizor) montat pe una dintre porţiuni, concentric cu bobina de excitaţie (fig. 1). Aceste relee prezintă în foarte multe cazuri avantaje deosebite şi se fabrică curent şi la noi în ţară.

Principalele lor caracteristici sînt următoarele :

— au construcţia simplă şi robustă, fără mecanisme dereglabile ;

—asigură temporizarea şi la deschidere şi la închidere (dar mai mică) ;

— temporizarea nu variază sensibil la variaţii de $\pm 10\%$ ale tensiunii de alimentare a bobinei de excitaţie ;

— reglajul temporizării se face prin mărirea întrefierului (temporizarea scade) sau prin slăbirea resortului (temporizarea creşte). Plaja care se poate obţine este cuprinsă între 0,5 şi 6 s.

Modul de funcţionare este simplu. Curenţii turbionari induşi în părţile masive (în special ecranul de cupru) la variaţia fluxului magnetic

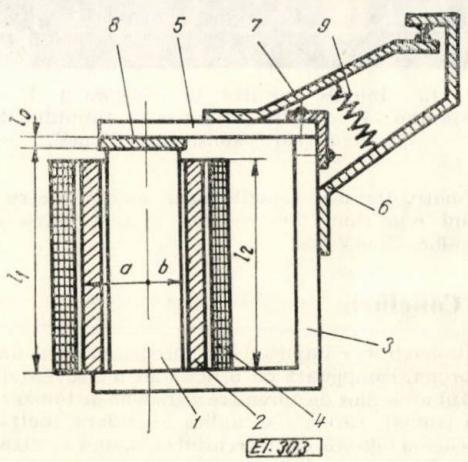


Fig. 1. Relee electromagnetice temporizate cu tub amortizor : *1* — miez masiv de fier ; *2* — ecran de cupru ; *3* — jug ; *4* — bobină ; *5* — armătură mobilă ; *6* — contact fix ; *7* — contact mobil ; *8* — întrefier ; *9* — resort principal de declanşare.

determină o întîrziere a variaţiei sale în timp (întîrziere denumită şi amortizare magnetică) şi deci timpul de atracţie a armăturii este mărit.

* Ing. *A. Cupşa* este asistent la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

Dispozitivul de temporizare acționează asupra circuitului magnetic. Un studiu corect al acestor relee trebuie deci să pornească de la analiza curenților turbionari tranzitorii în circuitele magnetice masive, care reprezintă aici fenomenul principal. Este de menționat că în multe lucrări tratînd despre electromagneți și relee [6], [8], [11], [13], [15], [16], acest fenomen nu este analizat sau este luat în considerare numai ca o corecție față de cazul în care el lipsește. Pe de altă parte, nici studiul teoretic al curenților turbionari tranzitorii nu este complet [1], [5], [7], [9], [12]. În această lucrare se încearcă să se umple lacunele existente în aceste două direcții.

1.2. Premisele articolului

Literatura de specialitate oferă destul de puține date referitoare la aceste relee. Lucrările [10] și [14] analizează o serie de aspecte — dar mai mult calitative — legate de funcționarea releelor respective. Astfel, în lucrarea [14], se asimilează releul cu un transformator alcătuit din două circuite *RL* cuplate: primarul reprezintă bobina de excitație, iar secundarul reprezintă ecranul de cupru ai cărui parametri *R*, *L* sînt calculați ca în c.c., neglijînd efectul pelicular tranzitoriu. Pe această bază se arată că:

— ecranul duce la o mărire pronunțată a constantelor de timp de care depinde temporizarea;

— întrefierul conduce la micșorarea constantelor de timp; pe această bază se arată ușor că la anclanșare (întrefier mare), temporizarea este mai mică decît la declanșare.

În același timp se atrage atenția asupra influenței pe care o are la declanșare fluxul remanent, care impune existența unui întrefier minim pentru asigurarea declanșării. În lucrarea [10] se arată că dacă bobina de excitație și ecranul amortizor nu mai sînt coaxiale, ci în prelungire, apar diferențe suplimentare între temporizarea la deschidere și cea la închidere.

Pentru calcularea unui astfel de circuit este avantajos să se înlocuiască releul din figura 1 cu un circuit magnetic echivalent reprezentat în figura 2, unde:

— jugul *3* și armătura mobilă *5* din figura 1 sînt înlocuite cu bara *3* din figura 2 executată din același material, de aceeași secțiune (dreptunghiulară). Lungimea l_3 din figura 2 s-a luat egală cu lungimea liniei medii de cîmp din piesele *3* și *5* ale circuitului magnetic din figura 1;

— întrefierul l_0 dintre polul cilindric și suprafața plană din figura 1 este reprodus identic și în figura 2 între cele două bare în prelungire dacă $l_0 << a$ [8] (condiție îndeplinită, în general, în cazurile practice);

— circuitul magnetic din figura 2 se închide printr-un jug de permeabilitate și rezistivitate infinită, care deci nu intervine în calcule.

Studiul unui astfel de circuit magnetic în regim tranzitoriu este însă foarte dificil din următoarele motive:

— în primul rînd, întrucît circuitul magnetic este alcătuit din porțiuni diferite, de lungime

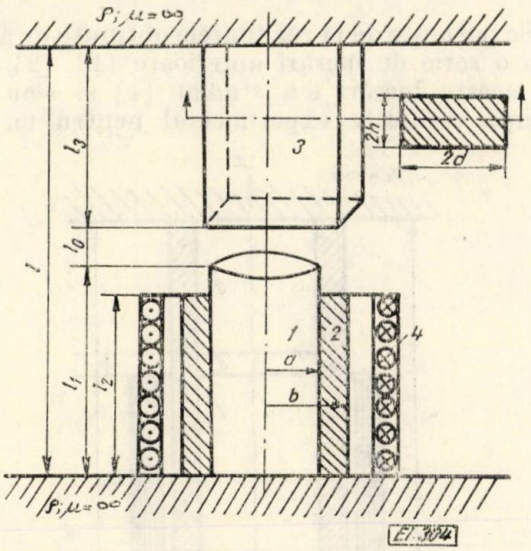


Fig. 2. Circuitul magnetic echivalent considerat:
1 — miez cilindric; *2* — ecran de cupru; *3* — armătura și jugul; *4* — bobina.

finită, cîmpul electric și cîmpul magnetic vor depinde de z;

— în al doilea rînd, forma și secțiunea diferită a barelor ce alcătuiesc circuitul magnetic îngreuiază foarte mult studiul;

— în al treilea rînd, fenomenele tranzitorii sînt neliniare;

— în al patrulea rînd, în cazul deconectării bobinei de excitație, problema se complică și mai mult, deoarece fluxul principal dat de această bobină dispare brusc și rămîne doar fluxul curenților turbionari, fapt care nu permite neglijarea efectului pelicular tranzitoriu, care ar putea fi neglijat în cazul conectării.

Din motivele arătate, în literatură se fac două ipoteze simplificatoare: se consideră $\mu =$ = const. și se neglijează variația cu z a tuturor mărimilor.

Dar chiar cu aceste simplificări, problema nu poate fi considerată rezolvată încă. O formulare teoretică în operațional a fost făcută de Soroker [12], care însă nu a putut duce pînă azi la formule folosibile. Expresiile găsite de acest autor sînt foarte complicate și nu permit găsirea funcției original.

Limitînd problema la cazul conectării, cu neglijarea reacției curenților turbionari și considerînd un releu simplificat ca în figura 2 însă fără ecran, Ekelöf [5] reușește să găsească soluții suficient de exacte pentru acest caz.

Acest articol caută să umple golul care a rămas încă în literatură şi oferă o soluţie cît mai exactă a problemei pentru cazul deconectării bruşte a bobinei de excitaţie, ţinînd seamă şi de existenţa ecranului. De asemenea, se va lua în considerare şi efectul fluxului remanent, ceea ce nu se face de alţi autori.

2. Metoda de calcul propusă

Se porneşte de la rezultatele obţinute de autor într-o serie de lucrări anterioare [1], [2], [4]. În aceste lucrări s-a studiat [4] şi s-au dat soluţii verificate experimental pentru un cir-

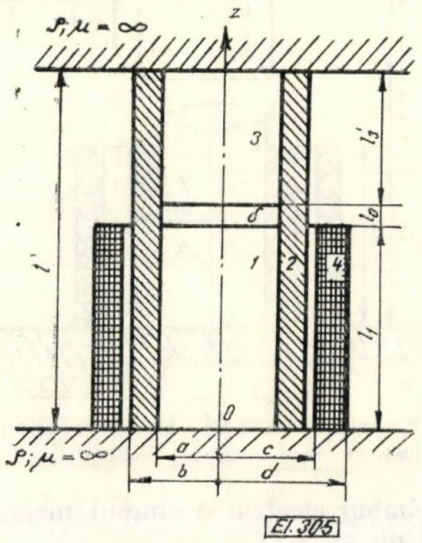


Fig. 3. Circuit magnetic cu simetrie cilindrică.

cuit magnetic cu simetrie cilindrică, dar presupus ecranat pe întreaga lungime (fig. 3). Scopul şi, totodată, rezultatul principal al acestei lucrări este de a reuşi să se reducă soluţia pentru cir-

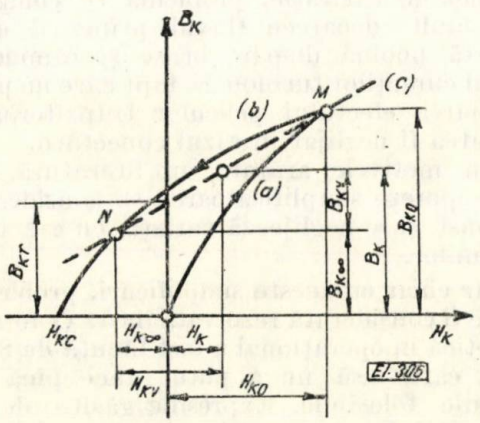


Fig. 4. Aproximarea curbei de demagnetizare :
a – curba de magnetizare ; *b* – curba de demagnetizare reală ; *c* – curba de demagnetizare aproximativă.

cuitul magnetic din figura 2 la aceea obţinută pentru circuitul magnetic mai simplu din figura 3.

2.1. Studiul circuitului magnetic cu simetrie cilindrică (fig. 3).

În lucrarea [4], apărută în numărul anterior al acestei reviste, circuitul magnetic din figura 3 a putut fi rezolvat complet. Repetăm condiţiile iniţiale şi ipotezele simplificatoare admise :

a) se consideră că la $t = 0$ are loc întreruperea bruscă a curentului de excitaţie ;

b) se neglijează în fiecare porţiune variaţia cu z a cîmpului electric şi magnetic ;

c) se consideră că la r dat, componenta B_z a inducţiei magnetice are aceeaşi valoare în toate mediile ;

d) presupunînd că tensiunile magnetice ale celor două bare (*3* şi *1*) se găsesc în raportul $U_{m3} > U_{m1}$, ceea ce, practic, este în general îndeplinit, condiţia de conservare a componentelor tangenţiale ale lui $\overline{E}$ şi $\overline{H}$ (între mediile 1, 2, 3) s-a pus doar pentru bara *3* şi ecranul *2* ;

e) pentru curba de demagnetizare a barelor *1* şi *3* se adoptă variaţia idealizată (linia c) din figura 4.

Integrînd în aceste condiţii ecuaţiile cîmpului electromagnetic, s-a arătat că se poate reţine numai termenul fundamental, în care caz s-a obţinut următoarea variaţie în timp a fluxului magnetic fascicular :

$$\Phi_f(t) \cong \Phi_\infty + (\Phi_0 - \Phi_\infty)\, e^{-t/T_1}, \qquad (1)$$

unde s-a notat :

$$\Phi_0 = B_{10} \cdot \pi a^2; \quad \Phi_\infty = B_{1\infty} \cdot \pi a^2, \qquad (2)$$

iar $\alpha' a k_1$ este prima rădăcină a ecuaţiei transcendente :

$$x \frac{J_1(x)}{J_0(x)} = \frac{\sigma_3'}{\sigma_2'} \cdot \frac{1}{\ln \frac{b}{a}}; \quad T_1 = \left(\frac{1}{k_1}\right)^2, \qquad (3)$$

şi anume :

$$\alpha' = \sqrt{\sigma_1 \mu_1 \frac{1 + \frac{\sigma_3'}{\sigma_1} \cdot \frac{l_3'}{l_1}}{1 + m_0 + m_3}}, \qquad (4)$$

unde :

$$m_0 = \frac{\mu_1}{\mu_0} \cdot \frac{l_0}{l_1}; m_3 = \frac{\mu_1}{\mu_3} \cdot \frac{l_3'}{l_1}; \qquad (5)$$

σ_1, σ_2' şi σ_3' sînt conductivităţile barelor din figura 3.

Forma expresiei (1) a fost verificată experimental cu precizie de 3 — 4% ; valoarea lui T_1 dată de relaţia (3) s-a verificat cu erori de 15 — 18% (cînd barele *1* şi *3* sînt din materiale diferite), respectiv cu erori de 3 — 8% (cînd barele *1* şi *3* sînt din acelaşi material). Menţionăm că în literatură s-au obţinut erori de circa 40, respectiv 20% [4]. La micşorarea întrefierului scade şi eroarea.

În ceea ce privește ipotezele adoptate: a) este confirmată teoretic și experimental în alte lucrări ca [1], [9] etc.; b), c), d) asigură varianta de calcul verificată cel mai bine experimental; e) este justificată la circuite magnetice cu întrefier, cum este cazul nostru, unde prezența acestuia liniarizează, în bună parte, caracteristica rezultantă de magnetizare.

2.2. Trecerea de la circuitul magnetic fictiv (fig. 3) la cel real (fig. 2)

Din punctul de vedere al releelor studiate, circuitul magnetic cu simetrie cilindrică din figura 3 este fictiv; totuși, soluția obținută în acest caz (§ 2.1.) ar putea fi utilizată dacă s-ar putea găsi relații de echivalență între cele două circuite magnetice. Este clar că bara *1*, rămînînd neschimbată în ambele cazuri, trebuie arătat cum se pot calcula parametrii ecranului *2* și barei *3* din circuitul nereal în funcție de parametrii reali ai acelorași porțiuni din circuitul reprezentat în figura 2. Această idee a mai fost folosită de autor [2] pentru cazul mediilor liniare fără histerezis, plecînd de la rezolvarea simplă dată de Ekelöf [5] pentru circuite neecranate în cazul conectării bobinei. În cazul de față, soluția va fi extinsă pentru a ține seamă de neliniaritate și histerezis [9], [14].

a) Relațiile de echivalență pentru ecranul 2

Întrucît permeabilitatea ecranului μ_2 este egală cu a aerului μ_0 și în baza ipotezei b) — prin care se consideră că mărimile nu depind de z — efectul ecranului fictiv de lungime $l_1 + l_0 + l'_3$ și conductivitatea σ'_2 va fi același ca al ecranului real de lungime l_2 și conductivitate σ_2. Deci:

$$\sigma'_2 \cdot (l_1 + l_0 + l'_3) = \sigma_2 \cdot l_2; \quad \sigma'_2 = \sigma_2 \frac{l_2}{l_1 + l_0 + l'_3}. \tag{6}$$

b) Relațiile de echivalență pentru bara 3

Pentru ca analogia dintre cele două circuite magnetice să fie deplină trebuie arătat în ce condiții bara fictivă de secțiune circulară poate înlocui bara reală de secțiune dreptunghiulară. Întrucît prin această trecere interesează să se mențină doar aceeași variație în timp (1) a fluxului fascicular, trebuie puse condiții de echivalență globale. Acest lucru este ușurat de faptul că această variație a fluxului magnetic este determinată, în special, de reacția curenților turbionari din ecranul de cupru [4].

Condițiile respective sînt următoarele:

— la același flux $\Phi_f(t)$, pierderile prin curenți turbionari în cele două bare să fie egale, adică:

$$P_{j3} = P'_{j3} \tag{7}$$

— pornind de la aproximarea caracteristicii de magnetizare ca în figura 4, tensiunile magnetice să fie egale în fiecare moment, în particular la $t = 0$ și $t = \infty$. Deci:

$$H_{30} \cdot l_3 = H'_{30} \cdot l'_3, \tag{8}$$

$$H_{3\infty} \cdot l_3 = H'_{3\infty} \cdot l'_3. \tag{9}$$

Trebuie observat că relațiile (7), (8), (9) asigură echivalența deoarece bara fictivă, avînd secțiunea $S'_3 = \pi\, a^2$ impusă, rămîn doar trei parametri care trebuie determinați (l'_3; σ'_3; μ'_3) în funcție de parametrii barei reale, Pentru aceasta sînt necesare trei ecuații care sînt asigurate de relațiile (7), (8), (9). Mărimile H'_{30} și $H'_{3\infty}$ se deduc ușor din curbele de magnetizare.

Condiția de echivalență a tensiunilor magnetice. Întrucît fluxul se conservă, avem:

$$B'_{30} = \frac{\Phi_0}{\pi a^2} \rightarrow H'_{30}, \tag{10}$$

$$B'_{3\infty} = \frac{\Phi_\infty}{\pi a^2} \rightarrow H'_{3\infty}. \tag{10'}$$

Valorile H'_{30} și $H'_{3\infty}$ rezultă după cum se vede din figura 5.

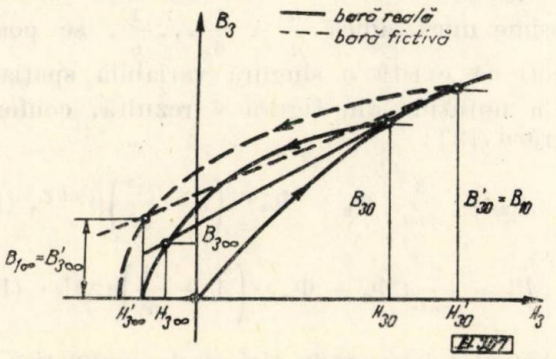


Fig. 5. Echivalarea tensiunilor magnetice.

Din relația (8) rezultă imediat:

$$l'_3 = l_3 \cdot \frac{H_{30}}{H'_{30}}. \tag{11}$$

Dacă $H'_{3\infty}$ dat de relația (10') nu satisface relația (9), valoarea respectivă este rotunjită corespunzător:

$$H'_{3\infty} = H_{3\infty} \frac{l_3}{l'_3} = H_{3\infty} \cdot \frac{H'_{30}}{H_{30}}. \tag{12}$$

De aici se poate deduce permeabilitatea μ'_3 corespunzătoare aproximației făcute în figura 4:

$$\mu'_3 = \frac{B'_{30} - B'_{3\infty}}{H'_{30} + H'_{3\infty}} = \frac{B_{10} - B_3}{H'_{30} + H'_{3\infty}}. \tag{13}$$

Condiția de echivalență a pierderilor. Din figura 4 se vede că:

$$B_3(t) = B_{3\infty} + B_{3v}(t). \tag{14}$$

De reacția curenților turbionari din bara 3 se ține seamă prin adoptarea, pentru componenta variabilă din relația (14), a unei distribuții neuniforme pe secțiune. S-a arătat în

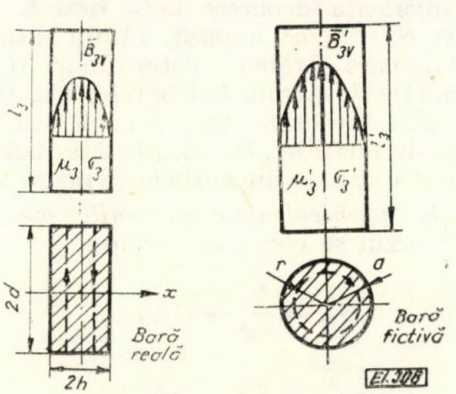


Fig. 6. Echivalarea pierderilor prin curenți turbionari.

[2] că cea mai apropiată de realitate este distribuția parabolică. Considerînd bara reală de grosime mică, adică $\frac{h}{d} < \frac{1}{6} \ldots \frac{1}{5}$, se poate socoti că există o singură variabilă spațială.

Cu notațiile din figura 6 rezultă, conform lucrării [2]:

$$B_{3v} = \frac{3}{8hd}(\Phi_0 - \Phi_\infty)\cdot\left(1 - \frac{x^2}{h^2}\right)e^{-t/T_1}, \tag{15}$$

$$B'_{3v} = \frac{2}{\pi a^2}(\Phi_0 - \Phi_\infty)\cdot\left(1 - \frac{r^2}{a^2}\right)e^{-t/T_1}. \tag{15'}$$

Aplicînd legea inducției electromagnetice pe contururile punctate din figura 6, se poate calcula cîmpul electric (E_3, respectiv E'_3). Deci:

$$P_{j3} = \sigma_3 \int E_3^2 \, dV = l_3 \sigma_3 \frac{h}{d} \cdot \frac{19}{140}(\Phi_0 - \Phi_\infty)^2 \cdot \cdot\left[\frac{d}{dt}e^{-t/T_1}\right]^2, \tag{16}$$

$$P'_{j3} = \sigma'_3 \int E_3'^2 \, dV' = l'_3 \sigma'_3 \frac{11}{48\pi}(\Phi_0 - \Phi_\infty)^2 \cdot \cdot\left[\frac{d}{dt}e^{-t/T_1}\right]^2, \tag{16'}$$

de unde, prin identificare:

$$\sigma'_3 = 0{,}6 \frac{h}{d} \cdot \frac{l_3}{l'_3} \cdot \sigma_3. \tag{17}$$

Relațiile (11), (13), (17) asigură înlocuirea barei fictive cu bara reală; introducînd deci la § 2.1. valorile $\sigma'_2, l'_3, \sigma'_3, \mu'_3$ date de relațiile (6) (11), (13), (17), soluția obținută pentru circuitul magnetic fictiv, cu simetrie cilindrică, din figura 3 se menține și pentru circuitul magnetic real (fig. 2).

2.3. Calculul forței portante și al temporizării

Problema care se pune în cazul circuitelor magnetice de tipul analizat în prezența lucrare este de a se determina mărimea temporizării. Întrucît s-a arătat că circuitul real (fig. 2) se poate echivala cu un circuit simplificat (fig. 3) înseamnă că pentru valoarea fluxului $\Phi_f(t)$ este valabilă relația (1).

În aceste condiții, în [1] se arată că forța portantă este dată de relația:

$$F_p(t) \cong \frac{\Phi_f^2(t)}{2\pi a^2 \mu_0} = \frac{1}{2\pi a^2 \mu_0}[\Phi_\infty + (\Phi_0 - \Phi_\infty)e^{-t/T_1}]^2. \tag{18}$$

Deoarece $l_0 \ll a$ și $\mu_1 \gg \mu_0$ se poate considera [8] că întrefierul și secțiunea efectivă de calcul rămîn l_0 și πa^2.

Ținînd seamă că pentru $t = \tau_d$ avem $F_p = F_r$ (unde F_r este forța rezistentă (a arcului) și τ_d, temporizarea la deschidere), rezultă:

$$F_r = \frac{1}{2\pi a^2 \mu_0}[\Phi_\infty + (\Phi_0 - \Phi_\infty)\, e^{-\tau_d/T_1}]^2. \tag{19}$$

Cunoscîndu-se F_r, se poate calcula τ_d și reciproc. Ecuațiile fiind transcendente, se pot soluționa grafic trasînd familii de curbe.

2.4. Recapitularea ordinii de calcul

Se consideră date:

— dimensiunile a, b, l_0, l_1, l_2, l_3, h, d etc.;

— caracteristice de material: σ_1, σ_2, σ_3 și curbele de demagnetizare;

— datele bobinei de excitație (respectiv fluxul magnetic fascicular Φ_0 la $t = 0$).

Pentru scrierea relațiilor finale (1), (18) și (19) se procedează astfel:

— se calculează sau se măsoară fluxul magnetic fascicular Φ_∞ la $t = \infty$; se deduc valorile $B_{3\infty}$ ($H_{3\infty}$) și $B_{1\infty}$ ($H_{1\infty}$) din curbele de demagnetizare corespunzătoare punctului inițial B_{30}, respectiv B_{10};

— se calculează μ_1 cu relația evidentă dedusă din figura 4:

$$\mu_1 = \frac{B_{10} - B_{1\infty}}{H_{10} + H_{3\infty}};$$

— se calculează $B'_{3\infty}$ ($H'_{3\infty}$) și B'_{30} (H'_{30}), conform relațiilor (10) și (10') pentru bara fictivă. Cu relația (13) se deduce permeabilitatea fictivă μ'_3;

— din relația (11) rezultă lungimea fictivă l'_3;

— din relația (17) rezultă conductivitatea fictivă σ_3';

— se calculează conductivitatea ecranului fictiv σ_2' cu relația (6);

— din relațiile (4) și (5) calculăm coeficienții m_0, m_3 și α';

— se află prima rădăcină $x_1 = \alpha'. a. k_1$ a ecuației transcendente (3) și rezultă constanta de timp $T_1 = \left(\frac{1}{k_1}\right)^2$;

— expresiile (1), (18) și (19) sînt deci calculate. Eroarea care se comite asupra lui T_1 la releele întîlnite în practică nu depășește 13 — 15% la un întrefier $l_0 = 0{,}2$ mm;

— din relația (19) la o temporizare impusă τ_d rezultă tensiunea necesară a resortului F_r și invers;

— pentru stabilirea limitei de reglaj este util să se reprezinte grafic familia de curbe (18) pentru diferiți l_0 și la U_0 = const. (tensiunea de alimentare a bobinei). De aici rezultă imediat la ce l_0, U_0 și F_r corespunde o temporizare impusă τ_d.

3. Aplicații numerice și verificări experimentale

S-au efectuat la două relee: unul tip RE—100 și celălalt RE — 180 din fabricația curentă a I.I.S. „Electrotehnica". S-au executat, în primul rînd, mostre din materialele conductoare ce intervin în circuitul magnetic al releelor pe care s-au măsurat caracteristicile electrice (conductivitatea) și magnetice (curbele de magnetizare și de demagnetizare), ultimele fiind reprezentate în figura 7.

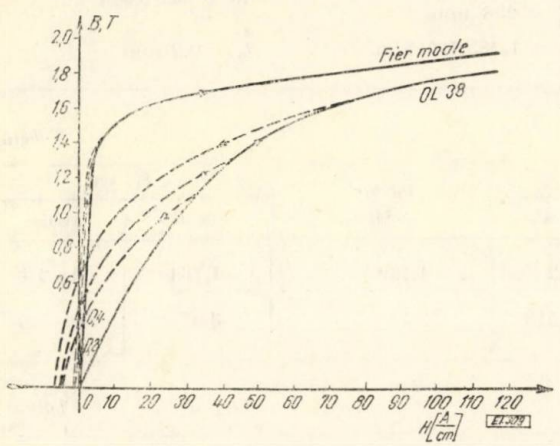


Fig. 7. Curbele de demagnetizare a materialelor utilizate.

Principalii parametri constructivi și funcționali pentru cele două relee sînt dați în tabela 1. Miezul este executat din fier moale, iar restul din OL 38.

Pe baza datelor din tabela 1 s-a calculat T_1, s-au măsurat temporizările τ_a și τ_d, forța rezistentă F_r care s-a comparat cu cea calculată prin relația (3. 17). Rezultatele sînt date în tabela 2 și corespund la $U_0 = 190$ V; $l_0 = 0{,}2$ mm.

Referitor la datele din tabela 2 trebuie precizate următoarele:

— releul RE — 100 a fost reglat la limita maximă a temporizării [$F_r \cong F_p(\infty)$];

— datele măsurate reprezintă valori medii;

— înaintea fiecărei măsurări, circuitul magnetic a fost demagnetizat;

— temporizările au fost măsurate folosind un contact N.D.

De aceea τ_a, spre deosebire de τ_d, conține și timpul de mișcare a armăturii.

Pentru studiul influenței întrefierului și saturației (tensiunii de alimentare) pe releul RE—180 (reglat normal), și, parțial la releul RE — 100, s-au efectuat măsurătorile cuprinse în tabela 3.

4. Observații finale și concluzii

Trebuie specificat, în primul rînd, că toate observațiile calitative existente în literatură și amintite la § 1.1. sînt pe deplin confirmate de experimentări. Întrucît studiul circuitelor magnetice din figura 3 a făcut obiectul unor experiențe diferite [4], măsurătorile efectuate în această lucrare justifică, pe de o parte, calculele de echivalare făcute la § 2.2., iar pe de altă parte permit tragerea unor concluzii importante privind construcția și proiectarea acestor relee.

4.1. Concluzii privind funcționarea

Din expresia (19), cît și din tabela 2 rezultă că factorul hotărîtor care asigură temporizări mari la deconectare este existența fluxului remanent Φ_∞, care reprezintă 20 — 25% din fluxul inițial Φ_0. Altfel τ_d nu ar depăși 2 — 2,5T.

La un același l_0, dacă se lucrează cu inducții de 1,3 — 1,4 T, o variație de $\pm$ 10% a tensiunii de alimentare (adică a saturației) nu modifică esențial temporizarea (tabela 3), fapt ce confirmă și aproximarea făcută în figura 4; τ_d crește ușor cu U_0 (deși scade T_1), căci crește Φ_∞.

Din tabela 3 se vede, în schimb, că temporizarea scade pronunțat la creșterea întrefierului, fapt ce era de așteptat.

Pentru a asigura declanșarea în orice condiții a releului trebuie ca în calcule să se prevadă $F_r > 1{,}1\ F_{p(\infty)}$ și un întrefier l_0 minim.

4.2. Concluzii privind construcția

Ecranul de cupru asigură o constantă de timp T_1 de 6 — 9 ori mai mare față de cazul în care lipsește [4]. Altfel, temporizările nu depășesc 0,2 — 0,4 s.

Pentru mărirea acestei constante de timp este necesar ca: μ_1 și σ_1 să fie mari; l_0 să fie mic; a să fie cît mai mare (la $b/a \approx$ const.). În acest scop, miezul se face din fier fără remanență (σ_1 și μ_1 mari), dar, pentru a asigura și Φ_∞

Tabela 1

RE – 100

Miezul 1	Ecranul 2	Bara 3	Bobina 4
$a = 11$ mm $l_1 = 79$ mm $\sigma_1 = 7{,}3.10^6$ S/sm	$b = 17{,}5$ mm $l_2 = 65$ mm $\sigma_2 = 5{,}5.10^7$ S/m	$2d \times 2h = 50 \times 10$ mm^2 $l_3 = 177$ mm $\sigma_3 = 4{,}8.10^6$ S/m	$U_0 = 190$ V $N_0 = 9\,200$ spire $I_0 = 76$ mA
$B_{10} = 1{,}29$ T $B_{100} = 0{,}274$ T $\mu_1 = 2{,}26 \cdot 10^{-3}$ H/m	$\mu_2 = 4\pi . 10^{-7}$ S/m	$B_{30} = 0{,}98$ T $B_{300} = 0{,}208$ T $\mu_3 = 2{,}56 .10^{-4}$ H/m	$\Phi_0 = 4{,}9.10^{-4}$ Wb $\Phi_{00} = 1{,}04.10^{-4}$ Wb
$m_0 = 5{,}26$ $m_3 = 14{,}75$ $\alpha' = 31{,}8$	$l'_2 \cong l_1 + l'_3 = 195$ mm $\sigma' = 1{,}84.10^7$ S/m	$\mu'_3 = 2{,}26.10^{-4}$ H/m $l'_3 = 116$ mm $\sigma'_3 = 2{,}75.10^6$ S/m	$\ln \frac{b}{a} = 0{,}46$ $l_0 = 0{,}2$ mm

RE – 180

Miezul 1	Ecranul 2	Bara 3	Bobina 4
$a = 17{,}5$ mm $l_1 = 88$ mm $\sigma_1 = 7{,}3.10^6$ S/m	$b = 26{,}5$ mm $l_2 = 78$ mm $\sigma_2 = 5{,}5.10^7$ S/m	$2d \times 2h = 75 \times 12$ mm^2 $l_3 = 211$ mm $\sigma_3 = 4{,}8.10^6$ S/m	$U_0 = 190$ V $N_0 = 10\,800$ spire $I_0 = 110$ mA
$B_{10} = 1{,}33$ T $B_{100} = 0{,}282$ T $\mu_1 = 2{,}1 \cdot 10^{-3}$ H/m	$\mu_2 = 4\pi.10^{-7}$ S/m	$B_{30} = 1{,}42$ T $B_{300} = 0{,}301$ T $\mu_3 = 2{,}13.10^{-4}$ H/m	$\Phi_0 = 1{,}28.10^{-3}$ Wb $\Phi_{00} = 0{,}27.10^{-3}$ Wb
$m_0 = 3{,}8$ $m_3 = 25{,}3$ $\alpha' = 27{,}4$	$l'_2 \cong l_1 + l'_3 = 326$ mm $\sigma'_2 = 1{,}31.10^7$ S/m	$\mu'_3 = 2{,}25 \cdot 10^{-4}$ H/m $l'_3 = 238$ mm $\sigma'_3 = 1{,}285.10^6$ S/m	$\ln \frac{b}{a} = 0{,}414$ $l_0 = 0{,}2$ mm

Tabela 2

Releu	Anclanşare		Declanşare		$F_p(\infty)$, kgf	F_r, kgf	
	τ_a, s	T_l, s	τ_d, s	T_l, s		calculat	măsurat
RE–100	0,78	–	1,57	0,2	1,159	1,161	1,1–1,2
RE–180	1,36	–	2,21	0,518	3,13	3,45	3,3–3,5

Tabela 3

	U_o V	170			190			210		
RE–180	l_0,mm	0,2	0,3	0,4	0,2	0,3	0,4	0,2	0,3	0,4
	τ_d, s	2,18	1,39	1,05	2,21	1,45	1,065	2,26	1,48	1,08
	U_0, V	170			190			210		
RE–100	l_0, mm	–	0,2	–	–	0,2	–	–	0,2	–
	τ_d, s	–	nu mai deschide	–	–	1,57	–	–	1,6	–

mare, restul circuitului magnetic se face din OL 38; la anclanșare, dimpotrivă, ar fi recomandabil ca tot circuitul magnetic să fie făcut din fier moale (fără remanență), căci Φ_∞ nu mai intervine, iar $\tau_a \equiv T_1 \equiv \sigma_1 \mu_1 \cdot a^2$.

Trebuie eliminată orice porțiune de fier lamelat; în adevăr, fierul lamelat este echivalent cu un întrefier suplimentar în calculul lui T_1, adică temporizarea scade.

Pentru realizarea unor relee cu acțiune rapidă, pe lîngă procedee mecanice, trebuie luate măsuri contrare celor enumerate mai sus.

4.3. Concluzii generale

Metoda dezvoltată în lucrare poate fi aplicată la orice instalație electrică al cărei circuit magnetic echivalent se prezintă ca în figura 2. Lucrarea de față a apărut însă ca urmare a sugestiilor și sprijinului dat de I.I.S. „Electrotehnica" din București în legătură cu studiul unor astfel de relee. Pe această cale, autorul ține să mulțumească pentru concursul dat de întreprindere și, în special, de ing. C. Sederiaș, exprimîndu-și în același timp speranța că rezultatele prezentate în lucrare vor fi utile.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Cupșa, A.* Regimul tranzitoriu al inducției în cilindri feromagnetici ecranați. În: Stud. cerc. energ. electr., tom. **16**, nr. 3, 1966.

[2] *Cupșa, A.* Curenți turbionari tranzitorii în circuite magnetice neomogene ecranate. În: Stud. cerc. energ. electr., tom. **17**, nr. 3, 1967.

[3] *Cupșa, A.* Curenți variabili în conductoare feromagnetice neliniare. În: Electrotehnica **15**, nr. 2, 1967, p. 45—55.

[4] *Cupșa, A.* Studiul teoretic și experimental al regimului tranzitoriu în circuite magnetice masive cu simetrie cilindrică. În: Electrotehnica **15**, nr. 8, 1967, p. 277—288.

[5] *Ekelöf, S.* The reprezentation by an equivalent winding of the eddy-currents in magnetic circuits. In: A.f. E., nr. 3, 1964, p. 183.

[6] *Iasse, E.* Die Elektromagnete. Berlin, Springer Verlag, 1930.

[7] *Karasev, V.A.* Vlianie vihrevit tokov na perehodnîe protessî v elektromagnitah. În: Elektricestvo, nr. 9, 1963, p. 33.

[8] *Liubcik, M.* Electromagneți de curent continuu și alternativ. București, Editura tehnică, 1963.

[9] *Pekker, I.* O vlianii vihrevîh tokov na vremena trogania i otpuscania bronevovo elektromagneta s massivnim serdecinikam. În: Elektricestvo., nr. 12, 1953, p. 50.

[10] *Penescu, C.* Automatica și telemecanica sistemelor energetice, vol. I. București, Editura Academiei R.P.R., 1959.

[11] *Roters, H.* Electromagnetic devices. New York, John Wiley, 1941.

[12] *Soroker, T.* O percehodnîh protessah v țepiah s massivnîmi serdecinikami. În: Elektricestvo, nr. 5, 1941.

[13] *Steinberg, C.* Teoria și proiectarea aparatelor electrice, vol. I. București, Editura didactică și pedagogică, 1964.

[14] *Stupeli, F.* Relee de protecție și semnalizare. București, Editura energetică de stat, 1954.

[15] *Tomita, Y.* Analysis of dinamic performance of electromagnetic relays. În: Rev. Elect. Commun. Lab. **10**, nr. 3 — 4, 1963, p. 123.

[16] *Viltenberg, M.I.* Rasciot telefonnîh kodovîh rele. Moscova, Gosenergoizdat, 1947.

[17] *Janke, Emde, Lösch.* Tafeln Höherer Funktionen. Stuttgart, B.C. Teubner, 1960.

Intrat în redacție la 15.V.1967

Forțe electrodinamice în sisteme trifazate

GHEORGHE TITZ* — București

CZ 621. 3.013.7.001.24.538.312

În acest articol se analizează problema forțelor electrodinamice exercitate într-un sistem trifazat, în regim de scurtcircuit aperiodic, cînd conductoarele sînt așezate în vîrfurile unui triunghi echilateral.

În regimul de scurtcircuit, caracterizat de o creștere însemnată a curentului, instalațiile electrice prin care trece acest curent intens sînt solicitate în plus față de regimul nominal de funcționare.

Această majorare (de zeci de ori) a curentului față de regimul nominal are ca urmare o încălzire suplimentară și o solicitare mecanică datorită forțelor electrodinamice care apar între conductoarele parcurse de curent și conductoarele și piesele feromagnetice.

Acțiunile acestor două efecte nu trebuie privite separat, deoarece încălzirea excesivă duce, în general, la înrăutățirea proprietăților mecanice ale pieselor.

Forțele electrodinamice exercitate între conductoare în regimul nominal de funcționare sînt, de obicei, neglijabile.

Altfel se petrec lucrurile în regimul de scurtcircuit. La instalațiile de curent continuu, în regimul de scurtcircuit, curentul crește de la valoarea nominală la valoarea curentului de scurtcircuit (după o lege exponențială), iar în cazul rețelelor de curent alternativ curentul trece de la valoarea sa nominală la cea de scurtcircuit stabilizat printr-un regim tranzitoriu, care depinde atît de parametrii rețelei, cît și de valoarea tensiunii în momentul apariției scurtcircuitului.

* Ing. *Gh. Titz* este asistent la catedra de aparate electrice din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București.

În regimul de scurtcircuit, reţelele au caracter pronunţat inductiv, iar curentul într-un sistem monofazat este de forma [2]:

$$i = \hat{I}\ [e^{-\frac{t}{T}} \sin \alpha + \sin(\omega t - \alpha)], \qquad (1)$$

dacă tensiunea este de forma $u = \hat{U} \sin(\omega t + \psi)$, unde s-au notat:

$\hat{U}$ — valoarea maximă a tensiunii de alimentare;

ψ — faza tensiunii în momentul apariţiei scurtcircuitului (adică la $t = 0$);

$\varphi = \text{arc tg} \frac{L\omega}{R}$;

$\alpha = \varphi - \psi$;

$T = \frac{L}{R}$ — constanta de timp a circuitului;

L — inductivitatea circuitului;

R — rezistenţa;

$\hat{I} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}$; $\omega = 2\pi f$.

Trebuie remarcat că relaţia (1) poate fi aplicată numai în cazul în care reactanţele generatoarelor reţelei sînt constante sau neglijabile faţă de parametrii liniei (scurtcircuit îndepărtat). În caz contrar (scurtcircuit apropiat de generator), relaţia curentului de scurtcircuit este mai complicată [2].

Analizînd relaţia (1), se vede că există un α (deci pentru un φ dat un ψ) pentru care i ia o valoare maximă, numită curent de lovitură i_l.

Cum forţele electrodinamice sînt proporţionale cu pătratul curentului (sau produsul lor dacă avem curenţi diferiţi), se vede că forţa maximă apare pentru $i = i_l$.

Dacă sistemul este trifazat rezultă imediat relaţiile curenţilor în cazul scurtcircuitului cu curent asimetric [1]:

$$i_1 = \hat{I}\left[e^{-\frac{t}{T}} \sin \alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right];$$

$$i_2 = \hat{I}\left[e^{-\frac{t}{T}} \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right];$$

$$i_3 = \hat{I}\left[e^{-\frac{t}{T}} \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right],$$

cu:

R, L, ω — mărimi de fază;

$\hat{U}$ — amplitudinea tensiunii de fază;

ψ — faza tensiunii fazei 1,

relaţiile de calcul pentru $\hat{I}$, T, α şi ψ fiind aceleaşi ca la (1).

La prima vedere se observă că curenţii de scurtcircuit vor avea valori diferite pe cele trei faze.

Relaţii de calcul pentru forţele electrodinamice pentru o serie de cazuri privind dispunerea conductoarelor în spaţiu sînt cunoscute în literatură [1] — [5].

Cazurile tipice de aşezare a conductoarelor, în cazul curentului monofazat, sînt tratate [2], [3], [4], [5].

În cazul sistemului trifazat, aşezarea conductoarelor este, în general, fie în acelaşi plan, fie în vîrfurile unui triunghi echilateral, fiecare mod de aşezare avînd avantaje constructive sau funcţionale.

Pentru conductoarele aşezate în acelaşi plan, caz mai frecvent la aparatele electrice şi la barele colectoare, relaţiile de calcul privind variaţia forţelor şi solicitarea maximă datorită forţelor electrodinamice atît în regim de curent simetric, cît şi în regimul curenţilor asimetrici, au fost deduse de Lehmann [1] în ipoteza conductoarelor filiforme. Dacă se are în vedere şi lucrarea lui Dwight [3] se poate rezolva şi cazul conductoarelor de secţiune dreptunghiulară.

În cazul aşezării conductoarelor în vîrfurile unui triunghi echilateral sînt cunoscute relaţiile de calcul privind variaţia forţei în cazul curenţilor simetrici şi al regimului aperiodic, considerînd că amortizarea componentei de c.c. a curentului este nulă [4], [5].

Este cunoscut însă faptul că, în practică, există întotdeauna regim aperiodic cu amortizarea componentei de curent continuu, iar curentul de lovitură nu depăşeşte de 1,8 ori amplitudinea curentului stabilizat de scurtcircuit [1], [2].

Scopul acestui articol este tocmai studiul forţelor electrodinamice în sisteme trifazate în regim tranzitoriu cu curent de scurtcircuit aperiodic, cînd conductoarele sînt aşezate în vîrful unui triunghi echilateral.

Calculele se fac în ipoteza conductoarelor filiforme (dimensiunile secţiunii neglijabile faţă de distanţa dintre conductoare şi lungimea lor).

Se va calcula forţa exercitată asupra unui tronson de conductor de lungime l (de exemplu, distanţa dintre două reazeme) de către celelalte două conductoare considerate de lungime infinită.

Forţa exercitată de un conductor de lungime infinită asupra unei lungimi l dintr-un alt conductor paralel cu el, în ipoteza că cele două conductoare sînt filiforme, este [1]:

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi} i_1 \cdot i_2 \frac{l}{a}, \qquad (3)$$

în care :

i_1 și i_2 — sînt curenții prin conductoare, A ;
l — lungimea tronsonului considerat ;
a — distanța dintre conductoare ;
$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m — permeabilitatea aerului ;
F — forța asupra lungimii l din conductorul considerat, N.

În cazul conductoarelor așezate în vîrful unui triunghi echilateral, ca în figura 1, asupra unei lungimi l din conductorul *1* se exercită de către conductorul *2* forța :

$$|\overline{F}_{12}| = \frac{\mu_0}{2\pi} i_1 i_2 \frac{l}{a} = C i_1 i_2, \qquad (4)$$

unde :

$$C = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{l}{a},$$

iar de către conductorul *3* forța :

$$|\overline{F}_{13}| = \frac{\mu_0}{2\pi} i_1 i_3 \frac{l}{a} = C i_1 i_3, \qquad (5)$$

unde i_1, i_2 și i_3 sînt din (2).

$|\overline{F}_{12}|$ și $|\overline{F}_{13}|$ au sensurile indicate în figură cînd produsele $i_1 i_2$ respectiv $i_1 i_3$ sînt pozitive ; în caz contrar, forțele au sensurile contrare celor din figură.

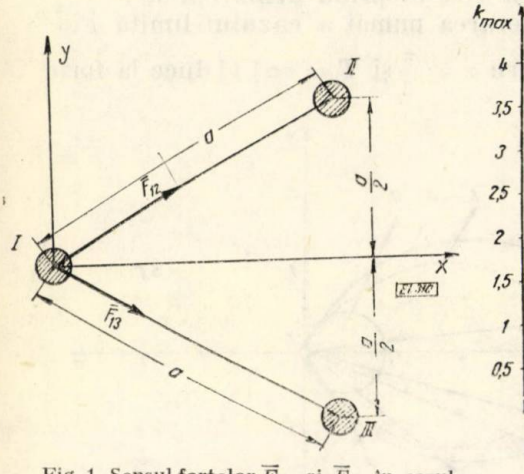


Fig. 1. Sensul forțelor $\overline{F}_{12}$ și $\overline{F}_{13}$ în cazul curenților de același semn în cele trei conductoare.

Forța rezultată asupra lungimii l din conductorul *1* este :

$$\overline{F} = \overline{F}_{12} + \overline{F}_{13}. \qquad (6)$$

Două lucruri interesează în practică în ceea ce privește forța $\overline{F}$, și anume :
— variația ei în timp ;
— variația ei în spațiu.

Pentru a studia variația în timp a lui $\overline{F}$ se calculează modulul acestei forțe :

$$|\overline{F}| = \pm \sqrt{\overline{F}_x^2 + \overline{F}_y^3}, \qquad (7)$$

unde :

$$F_x = (F_{12} + F_{12}) \cos 30° ;$$
$$F_y = (F_{13} - F_{13}) \sin 30°. \qquad (8)$$

Înlocuind în (8) (v. anexa) valorile din (4), (5) și (2), se obține :

$$\overline{F}_x = -\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{I}^2 [e^{-\frac{t}{T}} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)]^2 ; \qquad (9)$$

$$\overline{F}_y = -\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{I}^2 [e^{-\frac{t}{T}} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)] \cdot$$
$$\cdot [e^{-\frac{t}{T}} \cos\alpha + \cos(\omega t - \alpha)] \qquad (10)$$

și :

$$|\overline{F}| = \pm \frac{\sqrt{3}}{2} C\hat{I}^2 [e^{-\frac{t}{T}} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)] \cdot$$
$$\cdot \sqrt{e^{-\frac{2t}{T}} + 2e^{-\frac{t}{T}} \cos(\omega t - 2\alpha) + 1} = \frac{\sqrt{3}}{2} C\hat{I}^2 k. \qquad (11)$$

Semnul + sau — se alege avînd în vedere că $|\overline{F}| > 0$.

Din (9) și (10) se poate vedea că $\overline{F}$ va fi cuprins numai în cadranele II și III (fig. I), deoarece F_x este negativ pentru orice α și t, lucru cunoscut, de altfel, din [4] pentru cazurile particulare tratate.

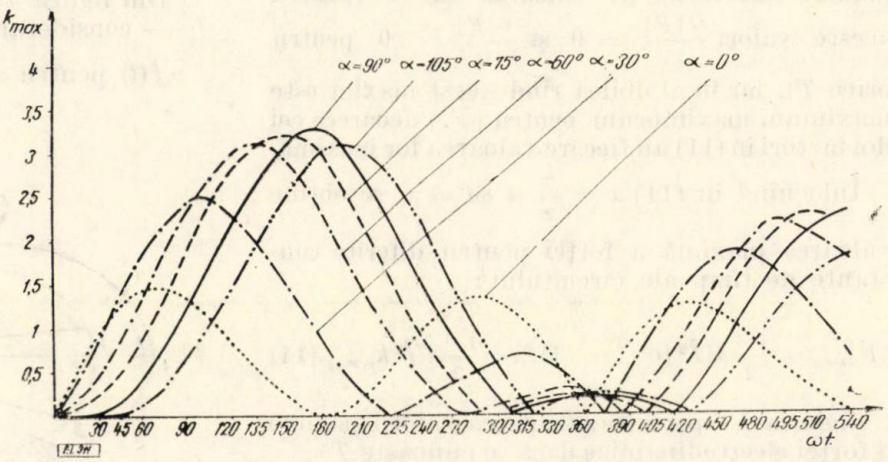


Fig. 2. Variația în timp a forței rezultante $|\overline{F}|$ pentru diferite valori ale lui α, pentru cazul $T = 0{,}0448$ s.

Forța $|\overline{F}|$ este variabilă ca mărime (11) și va atinge un maxim pentru un anumit α și t.

Pentru a se putea urmări variația lui $|\overline{F}|$ cu α și t a fost considerată situația cea mai defavorabilă, și anume în conductorul *1* curentul de lovitură atinge de 1,8 ori $\hat{I}$. Acest lucru se întîmplă cînd $T = 0{,}0448$ s.

Pentru acest caz au fost trasate curbele $|\overline{F}| = f(t)$ pentru diferiți α între 0 și 105°, reprezentate în figura 2.

Din această figură se vede că forța atinge cea mai mare valoare posibilă pentru $\alpha = \frac{2}{\pi}$ la $\omega t = \pi$, și este:

$$|\overline{F}|_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} C\hat{I}.3{,}24. \qquad (12)$$

În cazul în care se neglijează amortizarea componentei de c.c. [4] se găsește:

$$|\overline{F}|_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} C\hat{I}^2.4 \qquad (13)$$

tot la $\alpha = \frac{\pi}{2}$ și $\omega t = \pi$.

Trebuie remarcat faptul că atît la $T = \infty$, cît și la $T = 0{,}0448$ s, forța atinge valoarea cea mai mare la $\alpha = \frac{\pi}{2}$ și $\omega t = \pi$.

Se pune, evident, întrebarea: oare la orice constantă de timp a circuitului forța electrodinamică atinge valoarea cea mai mare pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$ și $\omega t = \pi$?

Răspunsul este afirmativ. În primul rînd, pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$ și $\omega t = \pi$, funcția $|\overline{F}|$ (α, t) are un maxim indiferent de valoarea lui T (pentru aceste valori $\frac{\partial|\overline{F}|}{\partial\alpha} = 0$ și $\frac{\partial|\overline{F}|}{\partial t} = 0$ pentru orice T), iar în al doilea rînd acest maxim este maximum maximorum pentru $|\overline{F},|$ deoarece cei doi factori în (11) au fiecare valoarea lor maximă.

Înlocuind în (11) $\alpha = \frac{\pi}{2}$ și $\omega t = \pi$, se obține valoarea maximă a forței pentru diferite constante de timp ale circuitului:

$$|\overline{F}|_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} C\hat{I}^2 (e^{-\frac{t}{T}} + 1)^2 = \frac{\sqrt{3}}{2} C\hat{I}^2 k_{m\,max}. \qquad (14)$$

Relația (13) permite calcularea valorii maxime a forței electrodinamice dacă se cunoaște T.

Funcția $k_{m\,max}$ a fost reprezentată în diagrama din figura 3, funcție de raportul $\frac{R}{X}$ $\left(\text{adică } \frac{R}{\omega L}\right)$ pentru a ușura calculele.

Factorul $\frac{\sqrt{3}}{2} C\hat{I}^2$ din (13) este valoarea maximă a forței în cazul unui sistem de curenți simetrici. În acest caz, [5] $|\overline{F}| = \frac{\sqrt{3}}{2} C I^2 \sin \omega t$.

Același rezultat se obține și din (11) dacă se înlocuiește $\alpha = 0$ și $T = 0$.

Direcția forței se determină calculînd pe F_x și F_y și compunînd cele două proiecții.

Forța cea mai mare $\overline{F}_{max}$ apare întotdeauna pe direcția axei Ox, deoarece pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$ și $\omega t = \pi$ proiecția forței pe axa O_y, F_y este nulă.

Pentru dimensionarea sau verificarea suportului trebuie avut în vedere că pentru valorile

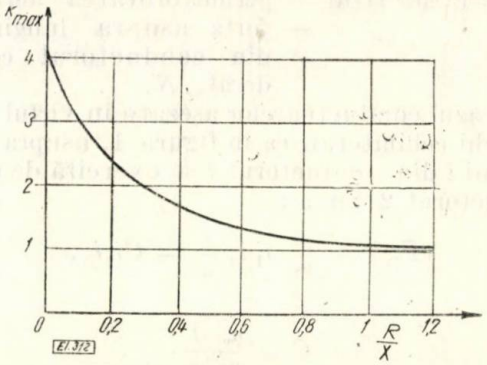


Fig. 3. Valoarea lui k_{max} funcție de parametrii rețelei $\left(\frac{R}{X}\right)$.

lui α, diferite de $\frac{\pi}{2}$, forța maximă nu se mai află pe axa Ox.

În figura 4 sînt reprezentate valorile lui k_{max} funcție de α, pentru $T = 0{,}0448$ s, segmentele A, B, C, D, E, F, adică situația extremă întîlnită în practică.

Din figura 4 se desprind următoarele:

— considerarea numai a cazului limită $\overline{F} = f(t)$ pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$ și $T = \infty$ [4] duce la forțe

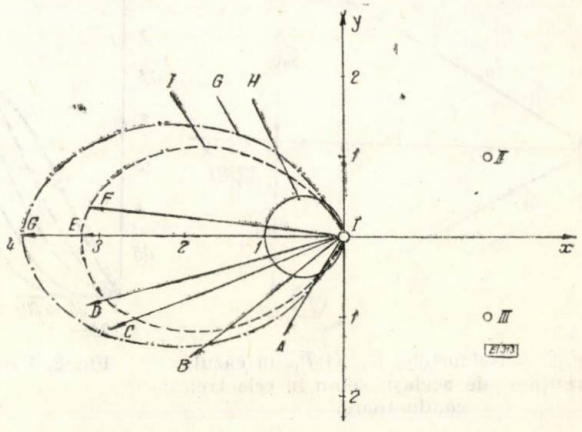


Fig. 4. Variația în timp și spațiu a lui k pentru $T = \infty$: $T = 0{,}0448$ s și $T = 0$ (curbele G, I, H) și valorile și direcțiile lui k_{max} la $T = 0{,}0448$ s pentru diferite valori ale lui α: $H - k = f(\omega t)$ pentru $T = 0$; $I - k = f(\omega t)$ pentru $T = 0{,}0448$ s; $G - k = f(\omega t)$ pentru $T = \infty$, după [4]; $A - k_{max}$ pentru $\alpha = 0°$; $B - k_{max}$ pentru $\alpha = 30°$; $C - k_{max}$ pentru $\alpha = 60°$; $D - k_{max}$ pentru $\alpha = 75°$; $E - k_{max}$ pentru $\alpha = 90°$; $F - k_{max}$ pentru $\alpha = 105°$.

mai mari decît în realitate pentru anumiți timpi (de exemplu, pentru $\omega t = \pi$, forța este cu 24% mai mare decît cea în cazul practic cel mai defavorabil $T = 0{,}0448$ s), iar pentru alți timpi, și anume ωt mici, forța este mai mică decît cea în cazul practic, după cum arată punctele A și B;

— considerarea numai a forței funcție de timp pentru o singură valoare a lui α (fie ea chiar pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$) nu este suficientă, după cum se poate vedea din exemplul din figura 4 (a se compara curba I cu segmentele A, B, C, D, E și F).

Pentru un studiu complet trebuie avută în vedere variația forței, funcție de timp și spațiu și de α.

După amortizarea componentei de curent continuu a curentului, locul geometric al vîrfului forței este un cerc cu raza $\frac{\sqrt{3}\,C\,I^2}{2}$ [2], [5], curba H, figura 4.

Concluzii

În lucrare a fost dedusă relația forței care se exercită asupra unui tronson de lungime l, în cadrul unui sistem trifazat cu conductoarele așezate în vîrful unui triunghi echilateral, regimul curenților fiind cu componentă de c.c.

Din relația dedusă pot fi obținute relațiile pentru regimurile particulare [4], [5] cunoscute. S-au trasat diagramele forței, funcție de α și timp, pentru situația practică cînd curentul pe o fază ia valoarea cea mai mare.

Totodată, s-a trasat o diagramă cu ajutorul căreia se poate calcula valoarea cea mai mare a forței pentru orice circuit, dacă se cunosc parametrii circuitului. În final se fac aprecieri asupra modului cum trebuie considerate forțele electrodinamice (variație ca mărime, direcție și timp). Dacă nu se cunoaște constanta de timp a circuitului, diagramele deduse pentru $T = 0{,}0448$ s sînt suficiente pentru un calcul corect (evident în ipoteza conductoarelor filiforme).

Mai trebuie remarcat faptul că atît la așezarea conductoarelor în același plan, cît și în cazul așezării lor în vîrful unui triunghi echilateral, valoarea maximă a forței este aceeași în ambele cazuri (evident, dacă T, l, a și i_1 i_2 i_3 sînt aceiași).

Acest lucru se demonstrează ușor dacă în relația dedusă de Lehmann [1], pentru conductoarele în același plan se înlocuiește $\alpha = \frac{\pi}{4}$ și $\omega t = \pi$ (valori pentru care forța este maximă). Cu aceste substituții se obține o relație identică cu (13).

Nu trebuie uitat însă faptul că variația forței în timp și spațiu este diferită în cele două cazuri.

ANEXĂ

Relația (4) mai poate fi scrisă sub forma :

$$F_{12} = Ci_1i_2 = C\,I^2\,AB,$$

unde :

$$A = e^{-\frac{t}{T}} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha), \text{ iar } B = e^{-\frac{t}{T}} \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right).$$

Analog se scrie (5) :

$$F_{13} = Ci_1\,i_3 = C\,I^2\,AC \tag{16}$$

$$\text{cu } C = e^{-\frac{t}{T}} \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right).$$

Proiecțiile forțelor pe cele două axe (fig. 1) sînt :

$$F_x = F_{12}\cos 30 + F_{13}\cos 30 = C\,I^2\,A\,(B + C)\cos 30 = \frac{\sqrt{3}}{2} CIA\,(B + C), \tag{17}$$

$$F_y = F_{12}\sin 30 - F_{13}\sin 30 = CI^2\,A(B - C)\sin 30 = \frac{1}{2} CIA\,(B - C), \tag{18}$$

unde :

$$B + C = e^{-\frac{t}{T}} \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + e^{-\frac{t}{T}} \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) =$$

$$= e^{-\frac{t}{T}} \left[\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right] + \sin\left[(\omega t - \alpha) - \frac{2\pi}{3}\right] + \sin\left[(\omega t - \alpha) + \frac{2\pi}{3}\right],$$

dar $\sin(\beta - \gamma) + \sin(\beta + \gamma) = 2\sin\beta\cos\gamma$,
deci :

$$B + C = 2e^{-\frac{t}{T}} \cos\frac{2\pi}{3} \sin\alpha + 2\left[\cos\frac{2\pi}{3} \sin(\omega t - \alpha)\right] =$$

$$= -\left[e^{-\frac{t}{T}} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right];$$

$$B - C = e^{-\frac{t}{T}} \left[\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right] + \sin\left[(\omega t - \alpha) - \frac{2\pi}{3}\right] - \sin\left[(\omega t - \alpha) + \frac{2\pi}{3}\right];$$

cum :

$$\sin(\beta - \gamma) - \sin(\beta + \gamma) = -2\sin\gamma\cos\beta,$$

se obține :

$$B - C = -2e^{-\frac{t}{T}} \sin\frac{2\pi}{3} \cos\alpha - 2\sin\frac{2\pi}{3} \cos(\omega t - \alpha) =$$

$$= -\sqrt{3}\left[e^{-\frac{t}{T}} \cos\alpha + \cos(\omega t - \alpha)\right].$$

Înlocuind valorile obținute în (17) și (18), rezultă :

$$F_x = -\frac{\sqrt{3}}{2} CI^2 \left[e^{-\frac{t}{T}} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]^2 \tag{19}$$

și

$$F_y = -\frac{\sqrt{3}}{2} CI^2 \left[e^{-\frac{t}{T}} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right] \cdot \left[e^{-\frac{t}{T}} \cos\alpha + \cos(\omega t - \alpha)\right]. \tag{20}$$

Modulul forței rezultante este:

$$|\overline{F}| = \pm\sqrt{F_x^2 + F_y^2} = \pm CI^2\left[e^{-\frac{t}{T}}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]\sqrt{\frac{3}{4}\left[e^{-\frac{t}{T}}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]^2 + \frac{3}{4}\left[e^{-\frac{t}{T}}\cos\alpha + \cos(\omega t - \alpha)\right]^2};$$

cantitatea de sub radical este:

$$\frac{3}{4}\left[e^{-\frac{2t}{T}}\sin^2\alpha + 2e^{-\frac{t}{T}}\sin\alpha\sin(\omega t - \alpha) + \sin^2(\omega t - \alpha) + e^{-\frac{2t}{T}}\cos^2\alpha + 2e^{-\frac{t}{T}}\cos(\omega t - \alpha)\cos\alpha + \cos^2(\omega t - \alpha)\right] =$$

$$= \frac{3}{4}\left\{e^{-\frac{2t}{T}}(\sin^2\alpha + \cos^2\alpha) + 2e^{-\frac{t}{T}}\left[\sin\alpha\sin(\omega t - \alpha) + \cos\alpha\cos(\omega t - \alpha)\right] + \sin^2(\omega t - \alpha) + \cos^2(\omega t - \alpha)\right\} =$$

$$= \frac{3}{4}\left[e^{-\frac{2t}{T}} + 2e^{-\frac{t}{T}}\cos(\omega t - 2\alpha) + 1\right]$$

și înlocuită în $|\overline{F}|$, rezultă:

$$|\overline{F}| = \pm\frac{\sqrt{3}}{2}CI^2\left[e^{-\frac{t}{T}}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]\cdot\sqrt{e^{-\frac{2t}{T}} + 2e^{-\frac{t}{T}}\cos(\omega t - 2\alpha) + 1}. \quad (21)$$

BIBLIOGRAFIE

[1] *Lehmann, W.* Elektrodynamische Beanspruchung paralleler Leiter. În: E.T.Z.—A **76**, nr. 14, 1955, p. 481—488.

[2] *Hortopan, G.*: Teoria și proiectarea aparatelor electrice. Prelegeri la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej, din București, 1967.

[3] *Dwight, H. B.* Geometric Mean Distances for Rectangular Conductors. În: A.I.E.E. Trans **65**, aug—sept 1946, p. 536 — 538.

[4] *Builov, D. I.* Principiile de construcție ale aparatelor electrice (trad. din limba rusă). București, Editura energetică, 1954 (litografiat).

[5] *Steinberg, C.* Teoria și proiectarea aparatelor electrice, vol I. București, Editura didactică și pedagogică, 1964.

Intrat în redacție la 4. V. 1967

Funcționarea siguranțelor fuzibile în curent continuu

MIHAIL PESICI * — București

CZ 612.316.923.2.024.064.33.004

În prezent, în țările cu industrie electrotehnică dezvoltată, se fac eforturi deosebite pentru dezvoltarea siguranțelor fuzibile privind capacitatea lor de rupere, selectivitatea și efectul de limitare a curentului. Varietatea acestor dispozitive de protecție a crescut în raport cu specificul sistemului energetic sau al utilajului de protejat. Utilizarea unor siguranțe fuzibile neadecvate scopului propus poate compromite protecția scontată [2], [3], [4], [5], [6], [12].

În general și foarte frecvent, protecția prin siguranțe fuzibile ca și fenomenele termice, se referă la curentul alternativ. Listele producătorilor de siguranțe fuzibile indică utilizarea acestora atît pentru curent alternativ, cît și pentru curent continuu. Singura deosebire constă în indicarea unei valori mai reduse a tensiunii nominale în curent continuu. Procesul termic pare a fi identic ambelor cazuri și aceasta corespunde pentru anumite situații caracteristice. Totuși, indicațiile date de caracteristica de funcționare curent-timp de topire, ridicată în curent alternativ pentru o siguranță, nu pot fi folosite în întregime pentru aceeași siguranță destinată a fi utilizată în curent continuu. Pentru a compara funcționarea siguranței fuzibile în ambele situații este necesară o examinare a funcționării siguranței și în curent continuu.

Funcționarea în curent alternativ

Decurgerea fenomenului de întrerupere într-un circuit de curent alternativ cu ajutorul unei siguranțe fuzibile depinde, după cum este cunoscut, de caracteristica fuzibilului și de condițiile circuitului în raport cu frecvența, tensiunea, valoarea factorului de putere, de valoarea curentului și de momentul inițial al scurtcircuitului în raport cu tensiunea de alimentare. Presupunînd stabilite valorile frecvenței, tensiunii și factorului de putere, rezultă că solicitarea fuzibilului cu o caracteristică de funcționare definită depinde de valoarea curentului și de momentul inițial al curentului.

Considerînd modul de funcționare a fuzibilului în raport cu caracteristica curent-timp de topire, rezultă că procesul de topire depinde în mod esențial de energia care se dezvoltă și se transformă în căldură de la începutul trecerii curentului pînă în momentul apariției arcului electric [1], [10]. Cantitatea de energie

* Ing. *M. Pesici* este șef de laborator la I.C.P.E.

care se transformă în căldură într-un element rezistiv al unui circuit — cazul general — este proporțională cu pătratul curentului i și cu durata t de trecere a curentului, astfel încît această energie poate fi reprezentată prin mărimea :

$$\int_0^t i^2 \, dt.$$

În procesul termic al siguranței, la scurtcircuit puternic, topirea elementului fuzibil are loc într-un timp foarte scurt și se admite că transmiterea căldurii către piesele metalice și către mediul de stingere poate fi neglijată. Cantitatea de energie pentru topirea unui element fuzibil dat este constantă, fapt confirmat de rezultatele încercărilor la curenți intenși de scurtcircuit [8], [10]. Se poate presupune deci că întreaga energie transformată în căldură, în rezistența elementului, este utilizată pentru topirea pînă la vaporizarea acestuia. Constantele fizice ale elementului fuzibil fiind date (rezistivitatea, căldura specifică, temperaturile de topire și de vaporizare, căldura latentă de topire, coeficienții de temperatură pentru diferitele stări ale elementului), cantitatea de energie necesară pentru aducerea lui la fuziune este dată de relația [10] :

$$\int_0^t i^2 \, dt = K, \qquad (1)$$

K reprezentînd cifra de topire, în a^2s sau $\left[\frac{A}{cm^2}\right]^2 s$ dacă se consideră densitatea de curent în locul curentului. Integrala pătratului curentului depinde de forma curbei curentului de scurtcircuit. În curent alternativ în regim tranzitoriu, valoarea curentului este dată de relația cunoscută :

$$i = I\sqrt{2}\left[e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right], \qquad (2)$$

în care :

$\alpha = \varphi - \psi$;

$\tau = \frac{L}{R}$ — constanta de timp a componentei aperiodice ;

ψ — unghiul de producere a scurtcircuitului față de trecerea tensiunii prin zero ;

φ — unghiul de decalaj al curentului față de tensiune ;

I — curentul eficace ;

t — durata scurtcircuitului.

Uzual, în caracteristicile curent-timp de topire a siguranțelor fuzibile se indică în abscisă valoarea eficace a curentului simetric, iar în ordonată, timpii de topire în ms [9], [11.].

Pentru cazul curentului de scurtcircuit simetric, integrala pătratului curentului devine :

$$\int_0^t i^2 \, dt = 2I^2 \int_0^t \sin^2 \omega t \, dt = 2I^2\left[\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4\omega}\right] \qquad (3)$$

pentru că $\psi = \varphi$ și deci $\alpha = 0$.

Se observă că în expresia $\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4\omega}$ termenul $\frac{\sin 2\omega t}{4\omega}$ se anulează pentru valorile lui $t = 5$; 10 ; 15 ; . . . ; $k \times 5$ ms, k fiind un număr întreg.

Pentru t cu valori cuprinse între :

$0 < t < 5$ ms ; $(10 < t < 15)$ ms ; . . . ; $[2k\,5 < t < (2k + 1)\,5]$ ms

semnul minus se păstrează. Pentru valorile :

$(5 < t < 10)$ ms ; $(15 < t < 20)$ ms ; . . . ; $[(2k + 1) \cdot 5 < t < (2k + 2)\,5]$ ms

semnul din fața termenului al doilea se schimbă devenind pozitiv. Datorită acestor schimbări periodice, locul geometric al curbei $\int_0^t i^2 \, dt$ este sinuos față de dreapta $\frac{t}{2}$ pe care această curbă o întretaie la valorile $t = 5$; 10 ; 20 ms etc.

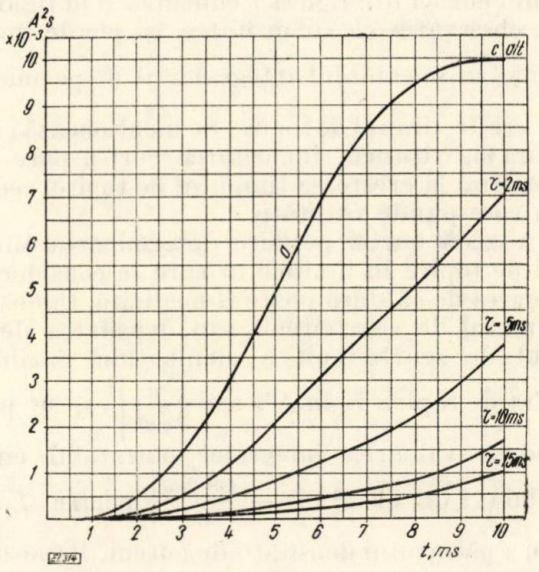


Fig. 1. Curbele $\int_0^t i^2 \, dt$ în curent alternativ și în curent continuu pentru $I = 1$ A ; $t = 1 \div 10$ ms și $\tau = 2 \div 15$ ms.

În figurile 1 și 2 curba a reprezintă $\int_0^t i^2 \, dt$ în curent simetric cu timpi de topire pînă la 1 s în care s-a considerat $I = 1$ A pentru cazul general.

În figura 1 este reprezentată curba a pentru timpi pînă la 10 ms, iar în figura 2 curba a

este reprezentată, în continuare, pentru timpi pînă la 1 s. Pentru această ultimă reprezentare, atît pentru abscisă, cît și pentru ordonată, s-a adoptat scara logaritmică. Se observă că

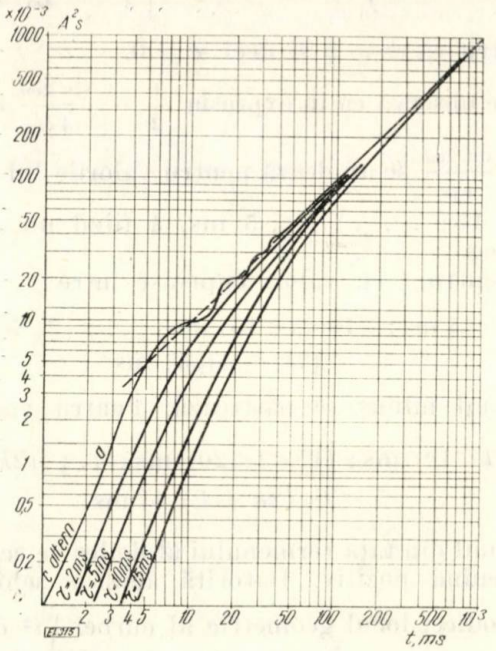


Fig. 2. Curbele $\int_0^t i^2\,dt$ în curent alternativ și în curent continuu pentru $I = 1$ A; $t = 2 \div 10^3$ ms și $\tau = 2 \div 15$ ms.

alura curbei din figura 1 continuă și în figura 2, cu observația că sinuozitatea își pierde importanța în ansamblul integralei $\int_0^t i^2\,dt$ pe măsură ce crește timpul de topire. Se menționează că, în scara logaritmică, sinuozitatea curbei pare a se amortiza la creșterea timpului de topire, ceea ce nu corespunde realității.

Această curbă permite determinarea timpului de topire în limitele în care se consideră că cedarea de căldură poate fi neglijată. Cunoscînd curentul de scurtcircuit sau densitatea de curent de scurtcircuit a elementului fuzibil și cifra de topire K în A^2s sau $\left[\frac{a}{cm^2}\right]^2$ s, se poate deduce valoarea integralei pătratului curentului $\int_0^t i^2\,dt = 2\,I^2\left[\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4\omega}\right]$ pentru $I = 1$ sau a pătratului densității de curent. Raportarea acestor valori pe curbă permite determinarea timpului de topire t în ms, pentru curentul I_{ef} considerat. Procedeul acesta grafoanalitic oferă avantajul de a determina în timp relativ mai scurt decît procedeul analitic caracteristica de funcționare curent-timp de topire în domeniul curenților intenși de scurtcircuit. De asemenea, ținînd seamă că în cele menționate anterior s-a considerat cazul *curentului de scurtcircuit simetric*, se poate deduce, din timpul de topire, efectul de limitare a curentului.

Astfel, la un timp de topire mai mic de 5 ms, siguranța fuzibilă are efect limitativ și acest efect este mai pronunțat pe măsură ce timpul de topire este mai mic. Desigur că procedeul arătat poate fi aplicat și pentru cazul curentului de scurtcircuit asimetric, pentru un caz determinat de unghiurile Ψ și φ, dar aceasta ar fi depășit tratarea subiectului propus.

Funcționarea în curent continuu

În curent continuu, fenomenul de întrerupere folosind o siguranță fuzibilă depinde, de asemenea, de caracteristica fuzibilului și de condițiile circuitului în raport cu tensiunea, de valoarea constantei de timp și de valoarea curentului. În ipoteza că valorile tensiunii și ale constantei de timp a circuitului sînt stabilite, solicitarea fuzibilului în raport cu o caracteristică de funcționare definită depinde de valoarea curentului. Ca și în cazul precedent, procesul de topire depinde de energia care se dezvoltă în elementul fuzibil și care se transformă în căldura de la începutul trecerii curentului pînă în momentul apariției arcului electric.

Creșterea exponențială a curentului este dată de relația cunoscută:

$$i = I\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \qquad (4)$$

iar integrala $\int_0^t i^2\,dt = I^2\int_0^t\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2 dt$ va avea, după efectuarea operației de integrare, expresia:

$$\int_0^t i^2\,dt = I^2\left[t - \frac{3\tau}{2} + \tau\left(2e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{1}{2}\,e^{-\frac{2t}{\tau}}\right)\right], \qquad (5)$$

în care I este valoarea maximă a curentului, iar $\tau = \frac{L}{R}$ este constanta de timp determinată de inductanța și rezistența circuitului.

În normele uzuale pentru încercarea siguranțelor la curenți de intensitate mare se indică o constantă de timp τ de 0,010 — 0,015 s. Un interes deosebit prezintă variația atît a curentului, cît și a pătratului curentului în raport cu timpul pentru diferite valori ale constantei de timp τ. În acest scop s-au determinat curbele $i = f(t)$ pentru $\tau = 2$; 5; 10 și 15 ms, care sînt expuse în figura 3. De asemenea, s-au determinat valorile intergalei $\int_0^t i^2\,dt$ pentru cazul general, $I = 1$ A pentru aceleași constante de timp. Aceste curbe sînt expuse în figurile 1 și 2 pentru timpii de topire pînă la 10 ms. În figura 2 se arată în continuare, pentru timpii pînă 1 s, în scară dublă logaritmică, variația aceleiași integrale pentru valorile constantei de timp indicate. Pentru comparație, atît în figura 1, cît și în figura 2 se arată variația integralei

$\int_0^t i^2\,dt$ în raport cu timpul pentru curentul de scurtcircuit simetric (curba a). Din examinarea acestor curbe din figurile 1 și 2 se constată, comparativ, că pentru aceeași valoare a integralei $\int_0^t i^2\,dt$ timpul de topire la funcționarea siguranței de curent continuu *este mai mare* decît la funcționarea în curent alternativ la curent de scurtcircuit simetric. Timpul acesta, de topire, crește dacă se mărește valoarea constantei de timp. Pentru o constantă de timp τ, variind de la 2 ms la 15 ms, timpul de topire la funcționarea siguranței în curent continuu este mai mare de 1,5 — 4 ori față de timpul de topire în curent alternativ. De remarcat că această diferență importantă se menține pentru valori relativ ridicate ale integralei $\int_0^t i^2\,dt$ și că, în continuare, ea se micșorează progresiv pînă la timpul de topire de circa 0,5 s, de unde, atît la funcționarea în curent continuu, cît și la funcționarea în curent alternativ, timpii de topire coincid. După cum reiese și din curbele arătate în figurile 1 și 2, rezultă deci că, pentru timpii de topire cu valori sub 0,1 s, caracteristica

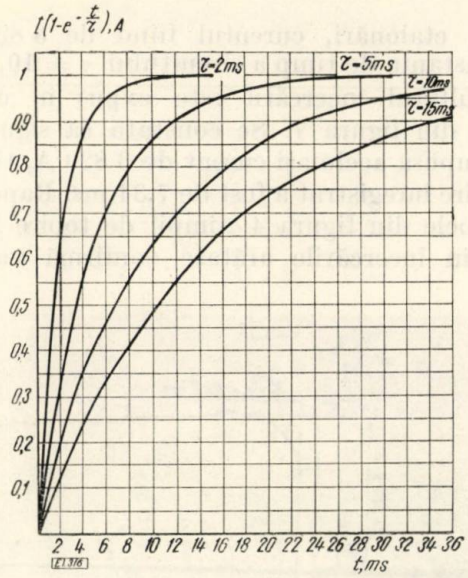


Fig. 3. Curbele $I\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ pentru $I=1$ A și $\tau=2\div15$ ms.

de funcționare curent-timp de topire în curent alternativ a unei siguranțe fuzibile nu poate fi folosită în întregime pentru coordonarea protecției în curent continuu.

Diferența aceasta de timpi de topire se reflectă, de asemenea, și asupra efectului de limitare a siguranței fuzibile. Dat fiind că în curent alternativ, stabilirea caracteristicii de funcționare s-a efectuat pe baza curentului de scurtcircuit simetric, efectul de limitare a curentului raportat la curentul maxim, care poate interveni în regimul tranzitoriu la scurtcircuit, se deduce din relația:

$$\textit{efect de limitare} = \frac{\hat{I}\sin\omega t}{\hat{I}} \text{ sau în } \% = 10^2 \sin\omega t. \tag{6}$$

Bineînțeles, efectul de limitare a curentului nu poate avea un sens decît pentru timpi de topire t cu valori sub 5 ms. De asemenea, în curent continuu acest efect se deduce din relația

$$\textit{efect de limitare} = \frac{I\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)}{I} \text{ și în } \% = 10^2\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \tag{7}$$

și în acest caz efectul de limitare are sens numai pentru un timp de topire $t<4\tau$.

În scopul de a ilustra funcționarea diferită în curent alternativ și în curent continuu a unei siguranțe fuzibile, s-a considerat cazul siguranței de 63 A, 500 V, cu mare capacitate de rupere din seria unitară de siguranțe realizată la I.C.P.E. [8]. Domeniul curenților de scurtcircuit considerat, pentru studiul comparativ care urmează, a fost de: 2, 3, 4, 5, 6 și 10 kA. Cu acești curenți s-au efectuat calculele pentru determinarea valorilor integralei $\int_0^t i^2\,dt$. Pentru simplificare, în calcule s-a considerat pătratul densității de curent în $\left[\frac{A}{cm^2}\right]^2$. Valoarea cifrei de topire K pentru argint a fost de $8\cdot10^8\left[\frac{A}{cm^2}\right]^2$ s [10]. Cu ajutorul valorilor acestei integrale astfel deduse, pentru densitatea curentului de scurtcircuit $J=1$ și raportate pe ordonata curbelor din figurile 1 și 2, s-au obținut timpii de topire atît pentru funcționarea acestei siguranțe în curent alternativ, cît și pentru funcționarea ei în curent continuu la diferite valori ale constantei de timp τ. În tabela 1 sînt date valorile integralei $\int_0^t i^2\,dt$ pentru $J=1\frac{A}{cm^2}$.

Tabela 1

Curentul de scurtcircuit, kA	2	3	4	5	6	10
$\int_0^t i^2\,dt$, $\left[\frac{A}{cm^2}\right]^2$ s	$2\cdot81\cdot10^{-3}$	$1{,}25\cdot10^{-3}$	$0{,}7\cdot10^{-3}$	$0{,}45\cdot10^{-3}$	$0{,}31\cdot10^{-3}$	$0{,}11\cdot10^{-3}$

Caracteristicile curent-timp de topire ale siguranței de 63 A pentru curenți de scurtcircuit de la 2 pînă la 10 kA sînt arătate în figura 4.

În curent alternativ, valorile se referă la curentul de scurtcircuit simetric. După cum se

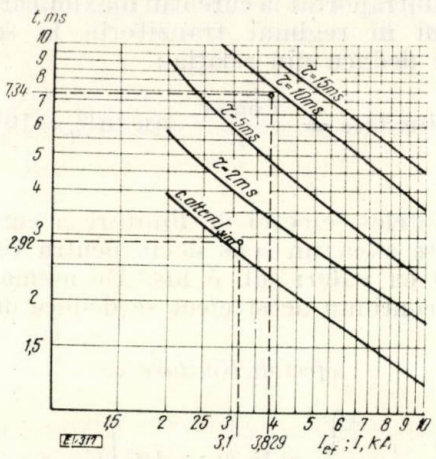


Fig. 4. Caracteristicile de funcționare timp de topire-curent pentru siguranța fuzibilă 63 A, 500 V în curent alternativ (2 — 10 kA_{ef}) și în curent continuu (2 — 10 kA ; $\tau = 2 \div 15$ ms.

poate constata și cum era de așteptat, timpii de topire la funcționarea în curent continuu sînt de circa patru ori mai mari pentru constanta de timp $\tau = 15$ ms.

Se menționează că timpii de topire în curent alternativ pentru curenții de scurtcircuit corespunzători, rezultați din încercări [7] pentru această siguranță, diferă relativ puțin față de valorile obținute din calcul. În tabela 2 se arată comparativ valorile timpilor de topire.

Tabela 2

Curentul de scurtcircuit simetric, kA_{ef}	2	3	4	5	6	10
Timpul de topire rezultat din calcul, ms	3,85	2,8	2,25	1,9	1,7	1,1
Timpul de topire rezultat din încercări, ms	4,3	2,65	2,1	1,7	1,4	0,9

Pentru verificarea comparativă a timpilor de topire, asupra siguranțelor de 63 A s-au efectuat două încercări: una în curent alternativ la scurtcircuit simetric cu $I_{ef} = 3{,}1$ kA și alta în curent continuu la un curent de 3,829 kA, cu o constantă de timp de 10,2 ms.

Rezultatele obținute din încercări confirmă valorile timpilor de topire calculate, cuprinse în diagramele din figura 4. În figura 5 se arată oscilograma rezultată din încercarea siguranței de 63 A la un curent de scurtcircuit simetric $I_{ef} = 3{,}1$ kA.

Timpul de topire rezultat a fost de 2,92 ms.

Pentru determinarea valorii curentului de scurtcircuit și constantei de timp în curent continuu s-a procedat la o etalonare a curentului de scurtcircuit. Figura 6 arată oscilograma

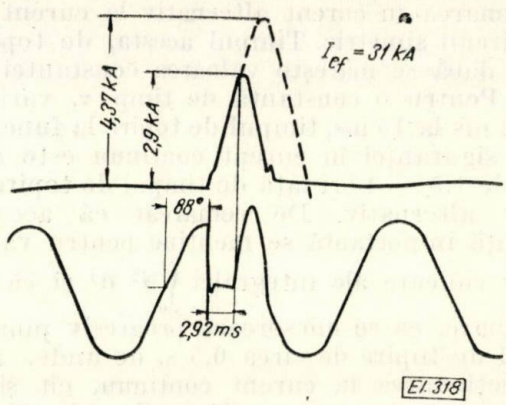


Fig. 5. Oscilograma rezultată din încercarea siguranței fuzibile de 63 A la un curent de scurtcircuit simetric $I_{ef} = 3{,}1$ kA.

acestei etalonări, curentul fiind de 3 829 A, iar constanta de timp a circuitului $\tau = 10{,}2$ ms.

Rezultatul încercării este expus în oscilograma din figura 7. Se constată că siguranța fiind supusă aceluiași curent de 3 829 A, timpul de topire înregistrat a fost de 7,34 ms. Raportați la curbele din figura 4, timpii de topire rezultați din încercările arătate confirmă valorile

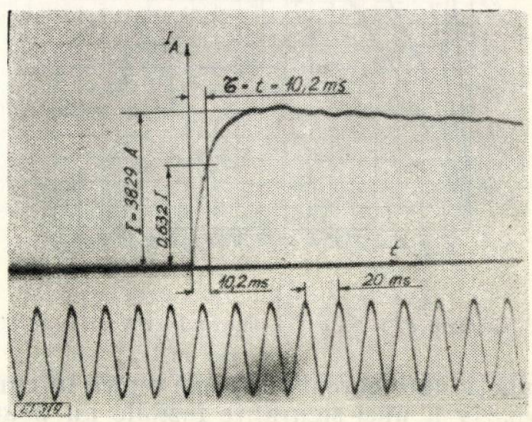


Fig. 6. Oscilograma de etalonare pentru curentul continuu de scurtcircuit $I = 3\,829$ A, $\tau = 10{,}2$ ms.

predeterminate. Tot din oscilograma din figura 7 se poate constata că siguranța de 63 A în funcționare la curentul de scurtcircuit de 3 829 A a limitat curentul la 1 447 A, ceea ce reprezintă circa 38% din valoarea maximă a curentului de scurtcircuit.

Aspectul comparativ al efectului de limitare la funcţionarea siguranţei de 63 A în condiţiile arătate este expus în diagramele din figura 8.

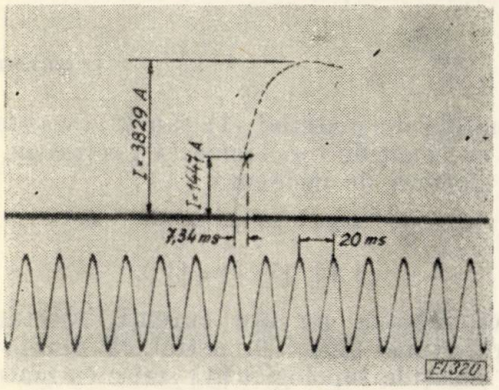


Fig. 7. Oscilograma obţinută din încercarea la scurtcircuit în curent continuu la $I = 3\,829$ A a siguranţei fuzibile de 63 A.

Trasarea acestor diagrame a fost efectuată cu valorile obţinute din relaţiile (6) şi (7) pentru curenţii de scurtcircuit consideraţi şi timpii de topire t menţionaţi în diagramele de funcţionare curent-timp de topire din figura 4. Din examinarea diagramelor din figura 8 se constată că efectul de limitare cel mai favorabil se produce la funcţionarea siguranţei de 63 A în curent continuu la o constantă de timp τ de 15 ms, limitarea curentului fiind mai eficace pe măsură ce creşte curentul de scurtcircuit. Efectul cel mai nefavorabil apare la funcţionarea în curent continuu la $\tau = 2$ ms.

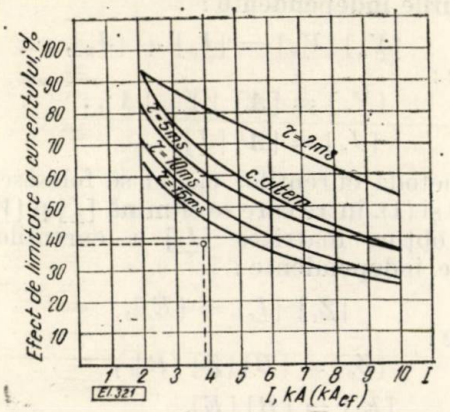


Fig. 8. Efectul de limitare a curentului, în %, pentru siguranţa fuzibilă de 63 A la curenţi de scurtcircuit 2 — 10 kA (în curent alternativ, kA$_{cf}$).

Concluzii

În ansamblu, din rezultatele calculelor şi ale încercărilor, se constată că, în ceea ce priveşte timpul de topire, funcţionarea la scurtcircuit puternic a unei siguranţe fuzibile este diferită în curent alternativ faţă de aceea în curent continuu. Pentru aceeaşi cantitate de energie care intervine în procesul de topire, în elementul fuzibil, timpul de topire este mai mare la funcţionarea siguranţei în curent continuu. Valoarea timpului de topire creşte dacă se măreşte valoarea constantei de timp τ a circuitului. Rezultă deci că o caracteristică de funcţionare curent-timp de topire, ridicată în curent alternativ simetric, nu poate fi folosită în domeniul curenţilor intenşi de scurtcircuit, pentru coordonarea protecţiei cu o siguranţă destinată a funcţiona în curent continuu. De asemenea, se constată că eficienţa de limitare a curentului de scurtcircuit este mai mare în curent continuu la valori ale constantei de timp de 5 — 10 ms decît în cazul curentului de scurtcircuit simetric.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Avramescu, A.* Über die Berechnung der Kurzschlusserwärmung. În: E.T.Z. **59**, 1938, p. 980.

[2] *Cantarella, G.* L'interruzione di corrente alternata mediante fusibili. L'energia transformata nell'arco. În: Elettrotecnica, nr. 4, 1960, p. 262—270.

[3] *Cantarella, G.* Coordinamento della protezione contro sovracorenti mediante fusibili. În: Elettrotecnica, nr. 12, 1962, p. 933—936.

[4] *Carlson, M. S.* şi *Edmunds, W. H.* Coordination of current-limiting fuses and low-voltage air circuit breakers. În: AIEE Transactions Power Pact. III, vol. **75**, 1956, p. 1 038 — 1 048.

[5] *Dean, R. H.* The limitation of fault current, power and energy by cartrige fuse links. În: Electrical Energy, vol. **2**, nr. 2, 1958.

[6] *Fankhauser, F.* Echellonement sélectif des cupe-circuit à fusible. În: Bull. ASE **40**, nr. 6, 1949, p. 150—151.

[7] *Hortopan, Gh.* Comutator program pentru încercarea aparatajului de comutaţie. În: Electrotehnica **7**, nr. 4, 1959, p. 135—139.

[8] *Pesici, M.* Completarea seriei unitare de siguranţe rapide şi lente 63 — 160 A, 500 V, 50 Hz. În: Lucrarea B **20**, I.C.E.T. — 1963.

[9] *** Règles de la CEI pour coupe-circuits à fusibles pour tensions inférieurs ou égales à 1 000 V en courant continu et courant alternatif. Publ. 66—1953.

[10] *Rudenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sisteme electroenergetice. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[11] *** Schweizerische Normen-Vereinigung 24482.

[12] *Toniolo, S. B.* şi *Cantarella, G.* La pratica delle prove di interruzione sui fusibili per corrente alternata bassa tensione. În: Elettrotecnica, nr. 1, 1962.

Intrat în redacţie la 4. V. 1967

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Folosirea metodei mărimilor determinante în calculul rețelelor electrice

MARIN ENE * — București

CZ 621.3.011.001.3

Sînt binecunoscute [1], [2], [3], [4] două metode clasice de rezolvare a ecuațiilor de funcționare ale unei rețele electrice: metoda potențialelor la noduri și metoda curenților ciclici. În aceste metode este necesară inversarea unor matrice pătrate $[\underline{Y}_n]$ și $[\underline{Z}_c]$, care au ordinele determinate de numărul de noduri independente $(n-1)$ și de numărul de cicluri independente $(l-n+1)$. Se va arăta că în cazul unor rețele de forme particulare devine recomandabilă metoda mărimilor determinate [5], care necesită inversarea unei matrice triunghiulare și a unei matrice pătrate de ordin redus.

1. Ecuațiile de funcționare

Se consideră o rețea electrică, cu tensiuni electromotoare $\underline{E}$ în laturi și cu curenți $\underline{I}_n$ injectați la noduri. Se numerotează nodurile rețelei la întîmplare și se admite că laturile sînt orientate de la nodurile cu numere de ordine mai mici la nodurile cu numere de ordine mai mari. Curenții și tensiunile la bornele laturilor se orientează după sensurile de orientare ale laturilor. Se scriu ecuațiile de funcționare ale laturilor, care vor fi numite ecuații de material:

$$[\underline{Z}]\ [\underline{I}] = [\underline{V}] + [\underline{E}], \tag{1}$$

în care:

$[\underline{I}]$ este matricea coloană a curenților din laturi;

$[\underline{V}]$ — matricea coloană a tensiunilor la bornele laturilor;

$[\underline{E}]$ — matricea coloană a tensiunilor electromotoare din laturi.

Matricea $[\underline{Z}]$ este diagonală pentru rețeaua fără impedanțe mutuale. Matricea $[\underline{Z}]$ are o formă generală însă simetrică în cazul rețelei cu impedanțe mutuale. În cele ce urmează se consideră numai rețele fără impedanțe mutuale, astfel că matricea $[\underline{Z}]$ este diagonală la fel ca și inversa ei $[\underline{Y}]$.

Ecuația (1) poate fi scrisă și într-o altă formă:

$$[\underline{Y}]\ [\underline{V}] = [\underline{I}] + [\underline{J}], \tag{2}$$

în care $[\underline{J}]$ este matricea curenților de scurtcircuit (cu semn schimbat) la bornele laturilor $[\underline{J}] = -[\underline{Y}]\ [\underline{E}]$.

Ecuațiile de material (1) sau (2) se completează cu ecuațiile topologice [4], scrise cu ajutorul matricei de incidență [A]:

$$[A]\ [\underline{I}] = [\underline{I}_n], \tag{3}$$

$$[A]_t\ [\underline{V}_n] = [\underline{V}].$$

Dacă rețeaua nu are curenți injectați la noduri, atunci $[\underline{I}_n] = 0$, astfel că din (3) se obțin ecuațiile topologice [4] scrise cu matricea de incidență $[B]$:

$$[B]_t\ [\underline{I}_c] = [\underline{I}], \tag{4}$$

$$[B]\ [\underline{V}] = 0.$$

În metoda potențialelor la noduri se folosesc ecuațiile (2) și (3), între care se elimină $[\underline{I}]$ și $[\underline{V}]$ pentru a obține matricea $[\underline{V}_n]$ a potențialelor la nodurile independente:

$$[\underline{Y}_n]\ [\underline{V}_n] = [\underline{I}_n] + [\underline{J}_n], \tag{5}$$

în care:

$$[\underline{Y}_n] = [A]\ [\underline{Y}]\ [A]_t, \tag{6}$$

$$[\underline{J}_n] = [A]\ [\underline{J}].$$

În metoda curenților ciclici se folosesc ecuațiile (1) și (4), între care se elimină $[\underline{I}]$ și $[\underline{V}]$ pentru a obține matricea $[\underline{I}_c]$ a curenților din ciclurile independente:

$$[\underline{Z}_c]\ [\underline{I}_c] = [\underline{E}_c], \tag{7}$$

în care:

$$[\underline{Z}_c] = [B]\ [\underline{Z}]\ [B]_t, \tag{8}$$

$$[\underline{E}_c] = [B]\ [\underline{E}].$$

Din cele arătate rezultă că în metoda potențialelor la noduri se folosesc ecuațiile topologice scrise cu matricea $[A]$, iar în metoda curenților ciclici se folosesc ecuațiile topologice, scrise cu matricea $[B]$. Metoda mărimilor determinante, care va fi expusă în cele ce urmează, folosește ecuații topologice scrise cu ambele matrice $[A]$ și $[B]$.

2. Metoda tensiunilor determinante

Se consideră ecuația de material, scrisă sub forma (2) și ecuațiile topologice, scrise cu matricele $[A]$ și $[B]$:

$$[A]\ [\underline{I}] = [\underline{I}_n], \tag{9}$$

$$[B]\ [\underline{V}] = 0.$$

Ecuația (2) se înmulțește la stînga cu $[A]$, astfel că se obține din (1) și (9):

$$[A]\ [\underline{Y}]\ [\underline{V}] = [\underline{I}_n] + [\underline{J}_n], \tag{10}$$

$$[B]\ [\underline{V}] = 0.$$

---

* Ing. *M. Ene* este director adjunct la Comitetul de Stat pentru problemele organizării muncii și producției și ale salarizării.

Ecuațiile (10) se concentrează într-o singură ecuație matricială;

$$[\underline{M}]\,[\underline{V}] = [\underline{N}], \tag{11}$$

în care:

$$[\underline{M}] = \left|\frac{[A]\,[\underline{Y}]}{[B]}\right|; \quad [\underline{N}] = \left|\frac{[\underline{I}_n]+[\underline{J}_n]}{[0]}\right|.$$

Matricea $[\underline{M}]$ conține mulți termeni nuli și de aceea poate fi adusă la o formă particulară în care intervine o submatrice triunghiulară $[\underline{T}]$:

$$[\underline{M}'] = \left|\begin{array}{c|c}[\underline{T}] & [\underline{M}_{12}] \\ \hline [\underline{M}_{21}] & [\underline{M}_{22}]\end{array}\right| \tag{12}$$

Trecerea de la matricea $[\underline{M}]$ la matricea $[\underline{M}']$ se realizează prin schimbarea unor rînduri și coloane. În corespondență cu noul aranjament al rîndurilor și coloanelor din matricea $[\underline{M}']$ se scriu și noile matrice $[\underline{V}']$ și $[\underline{N}']$, care înlocuiesc matricele $[\underline{V}]$ și $[\underline{N}]$. Noile matrice $[\underline{I}']$ și $[\underline{N}']$ se separă în cîte două submatrice, corespunzătoare submatricelor din (12):

$$[\underline{V}'] = \left|\frac{[\underline{V}_t]}{[\underline{V}_d]}\right|; \quad [\underline{N}'] = \left|\frac{[\underline{N}_t]}{[\underline{N}_d]}\right|. \tag{13}$$

Ecuația (11) se înlocuiește cu ecuația:

$$[\underline{M}']\,[\underline{V}'] = [\underline{N}'], \tag{14}$$

din care rezultă:

$$\begin{aligned}[\underline{T}]\,[\underline{V}_t] + [\underline{M}_{12}]\,[\underline{V}_d] &= [\underline{N}_t],\\ [\underline{M}_{21}]\,[\underline{V}_t] + [\underline{M}_{22}]\,[\underline{V}_d] &= [\underline{N}_d].\end{aligned} \tag{15}$$

Submatricele $[\underline{V}_d]$ și $[\underline{V}_t]$ se calculează succesiv cu relațiile:

$$\begin{aligned}[\underline{V}_d] &= [\underline{Q}_{22}]\{[\underline{N}_d] - [\underline{M}_{21}]\,[T]^{-1}\,[N_t]\},\\ [\underline{V}_t] &= [\underline{T}]^{-1}\,\{[\underline{N}_t] - [\underline{M}_{12}]\,[\underline{V}_d]\},\end{aligned} \tag{16}$$

în care:

$$[\underline{Q}_{22}] = \{[\underline{M}_{22}] - [\underline{M}_{21}]\,[\underline{T}]^{-1}\,[\underline{M}_{12}]\}^{-1} \tag{17}$$

Termenii $\underline{V}_d$ ai matricei $[\underline{V}_d]$ se numesc tensiuni determinante. Calculul tensiunilor determinante necesită inversarea unei matrice pătrate de ordinul d (17) și inversarea unei matrice triunghiulare $[\underline{T}]$ de ordinul $(l-d)$, în care l este numărul de laturi, iar d este numărul tensiunilor determinante. După determinarea tensiunilor $\underline{V}_d$ din prima relație (16), se obțin apoi cu ușurință tensiunile $\underline{V}_t$ din a doua relație (16).

3. Metoda curenților determinanți

Se consideră ecuația de material scrisă sub forma (1) și ecuațiile topologice (9). Ecuația (1) se înmulțește la stînga cu $[B]$, astfel că se obține din (1) și (9):

$$\begin{aligned}[B]\,[\underline{Z}]\,[\underline{I}] &= [\underline{E}_c],\\ [A]\,[\underline{I}] &= [\underline{I}_n].\end{aligned} \tag{18}$$

Ecuațiile (18) se concentrează într-o singură ecuație matricială de forma (11):

$$[\underline{M}]\,[\underline{I}] = [\underline{N}], \tag{19}$$

în care:

$$[\underline{M}] = \left|\frac{[B]\,[\underline{Z}]}{[A]}\right|; \quad [\underline{N}] = \left|\frac{[\underline{E}_c]}{[\underline{I}_n]}\right|.$$

Procedînd la fel ca la paragraful 2, se scriu noile matrice $[\underline{M}']$, $[\underline{N}']$ și $[\underline{I}']$ și se exprimă matricele $[\underline{I}_d]$, $[\underline{I}_t]$ cu relații de forma (16).

Ordinul matricelor $[\underline{M}]$ din (11) și (19) este același (egal cu numărul de laturi) pentru o rețea dată și, de asemenea, ordinul matricelor $[\underline{T}]$ rezultă același. În consecință, numărul mărimilor determinante este același, fie că se aplică metoda tensiunilor determinante, fie că se aplică metoda curenților determinanți.

Alegerea mărimilor determinante se efectuează examinînd graful rețelei în care se aleg două noduri caracteristice: unul din nodurile la care sînt incidente cele mai multe laturi se alege ca nod de referință, iar unul din nodurile independente la care sînt incidente un număr maxim (m) de laturi se alege ca nod al curenților determinanți. Curenții din $(m-1)$ laturi incidente la nodul considerat formează sistemul curenților determinanți. Toate celelalte necunoscute, curenți și tensiuni, pot fi exprimate în funcție de curenții determinanți, dacă se aplică în mod succesiv teoremele Kirchhoff pentru noduri și pentru cicluri.

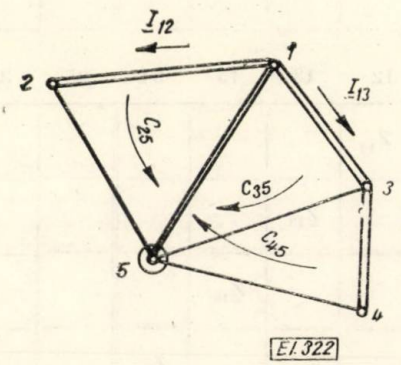


Fig. 1. Graful unei rețele.

Pentru a preciza raționamentele se consideră graful din figura 1 și se numerotează cu *5* și *1* nodurile caracteristice. Sistemul curenților determinanți poate fi format din curenții $\underline{I}_{12}$ și $\underline{I}_{13}$. Se alege arborele astfel încît să includă toate laturile incidente la nodul *1* și se determină

curenții din toate laturile rețelei, după cum urmează:

— se aplică prima teroremă Kirchhoff în nodul *1* și se determină curentul $\underline{I}_{15}$;

— se aplică a doua teoremă Kirchhoff pentru ciclul C_{35} și se determină curentul $\underline{I}_{35}$;

— se aplică prima teoremă Kirchhoff în nodul *3* și se determină curentul $\underline{I}_{34}$;

— se aplică prima teoremă Kirchhoff la nodurile *4* și *2* și se determină curenții $\underline{I}_{45}$ și $\underline{I}_{25}$.

Pentru a prezenta metoda sub formă matricială, se scriu matricele $[A]$, $[B]$, $[\underline{Z}]$ și $[\underline{M}]$ din [18]:

$[A]$ =

	12	13	15	34	25	35	45
1	1	1	1				
2	−1				1		
3		−1		1		1	
4				−1			1

$[B]$ =

	12	13	15	34	25	35	45
25	1		−1		1		
35		1	−1			1	
45		1	−1	1			1

$[\underline{Z}]$ =

	12	13	15	34	25	35	45
12	$\underline{Z}_{12}$						
13		$\underline{Z}_{13}$					
15			$\underline{Z}_{15}$				
34				$\underline{Z}_{34}$			
25					$\underline{Z}_{25}$		
35						$\underline{Z}_{35}$	
45							$\underline{Z}_{45}$

$[\underline{M}]$ =

	12	13	15	34	25	35	45
25	$\underline{Z}_{12}$		$-\underline{Z}_{15}$		$\underline{Z}_{25}$		
35		$\underline{Z}_{13}$	$-\underline{Z}_{15}$			$\underline{Z}_{35}$	
45		$\underline{Z}_{13}$	$-\underline{Z}_{15}$	$\underline{Z}_{34}$			$\underline{Z}_{45}$
1	1	1	1				
2	−1				1		
3		−1		1		1	
4				−1			1

Matricea $[\underline{M}]$ poate fi adusă la forma particulară (1) dacă se efectuează următoarele schimbări de coloane și de rînduri:

— primele coloane se aranjează în ordinea folosită la determinarea succesivă a curenților din laturi: 15, 35, 34, 45, 25;

— primele rînduri se aranjează în ordinea folosită la aplicarea succesivă a teoremelor lu Kirchhoff: 1, C_{35}, 3, 4, 2.

Efectuînd schimbările menționate în matricea $[\underline{M}]$, se obține:

$[M']$ =

	15	35	34	45	25	12	13
1	1					1	1
35	$-\underline{Z}_{15}$	$\underline{Z}_{35}$					$\underline{Z}_{13}$
3		1	1				−1
4			−1	1			
2					1	−1	
45	$-\underline{Z}_{15}$		$\underline{Z}_{34}$	$\underline{Z}_{45}$			$\underline{Z}_{13}$
25	$-\underline{Z}_{15}$				$\underline{Z}_{25}$	$\underline{Z}_{12}$	

Inversarea matricei $[\underline{M}']$ necesită inversarea matricei triunghiulare de ordinul 5 și a matricei pătrate (17) de ordinul 2.

Concluzii

Metoda mărimilor determinante necesită inversarea unei matrice pătrate de ordinul d și a unei matrice triunghiulare de ordinul $l - d$, în care d este numărul mărimilor determinante, iar l este numărul laturilor rețelei. Dificultatea principală constă în inversarea matricei pătrate și de aceea, metoda este recomandabilă, pentru rețelele în care numărul de mărimi determinante este mult mai redus decît numărul de noduri independente, sau de cicluri independente.

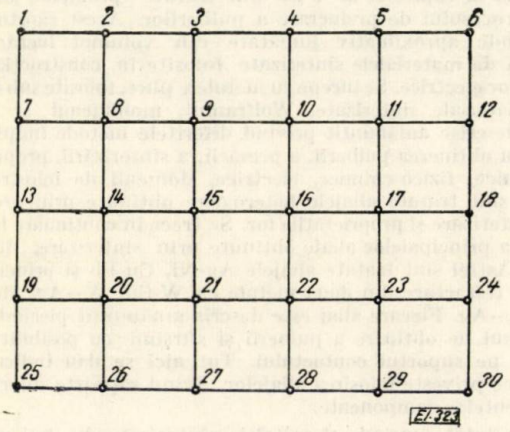


Fig. 2. Graful unei rețele „plasă".

În figura 2 este prezentat graful unei rețele de formă „plasă", care se întîlnește în mod frecvent în rețelele de distribuție a energiei electrice. Pentru această rețea numărul maxim de laturi incidente la un nod independent este 4 și deci numărul mărimilor determinante este 3.

În metoda mărimilor determinante este necesară inversarea unei matrice pătrate de ordinul 3 și a unei matrice triunghiulare de ordinul $l - d = 49 - 3 = 46$.

În metoda potențialelor la noduri este necesară inversarea matricei $[\underline{Y}_n]$ de ordinul $n - 1 = 30 - 1 = 29$, iar în metoda curenților ciclici este necesară inversarea matricei $[\underline{Z}_c]$ de ordinul $l - n + 1 = 49 - 30 + 1 = 20$.

Ținînd seamă că inversarea unei matrice triunghiulare este o operație mult mai simplă decît inversarea unei matrice pătrate rezultă că metoda curenților determinanți este indicată în cazul rețelelor, cu configurații particulare de forma din figura 2.

Principalul dezavantaj al metodei mărimilor determinante constă în faptul că matricea $[\underline{M}]^{-1}$ nu poate fi calculată prin sinteza rețelei, așa cum se întîmplă cu matricele $[\underline{Y}_n]^{-1}$ și $[\underline{Z}_c]^{-1}$. Orice modificare în structura rețelei sau în impedanțele laturilor necesită recalcularea integrală a matricei $[\underline{M}]^{-1}$.

Metoda mărimilor determinante folosește ecuații topologice scrise cu matricele de incidență $[A]$ și $[B]$, iar matricea $[\underline{M}]$ a sistemului de ecuații conține termeni fără dimensiuni, precum și termenii de dimensiunea impedanței (metoda curenților determinanți) sau de dimensiunea admitanței (metoda tensiunilor determinante).

Matricea $[\underline{M}]$ este o matrice hibridă și, prin urmare, metoda mărimilor determinante se încadrează în categoria metodelor hibride.

Metoda mărimilor determinante este prezentată în [5] pentru rețelele cu tensiuni electromotoare în laturi, dar fără curenți la noduri. Lucrarea menționată nu precizează o regulă pentru aducerea matricei $[\underline{M}]$ la forma particulară, în care intervine submatricea triunghiulară $[\underline{T}]$.

În lucrarea de față s-a aplicat metoda mărimilor determinante pentru rețelele cu tensiuni electromotoare în laturi și cu curenți la noduri și s-a indicat regula pentru aducerea matricei $[\underline{M}]$ la forma particulară.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Bercovici, M.* Calculul matricial al rețelelor electrice. În: Buletinul I.P.B. **23**, 1961.

[2] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii. București, Editura energetică de stat, 1954.

[3] *Antoniu, I. S.* Calculul matricial și tensorial în electrotehnică. București, Editura tehnică, 1962.

[4] *Potolea, E.* Ecuațiile matriciale ale rețelelor electrice. În: Electrotehnica **12**, nr. 11, 1964, p. 405–412.

[5] *Maximovici, H. G.* Lineinie electriceskie țepi i ih preobrazovania. Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.

[6] *Preda, M.* Considerații asupra aplicării calculului matricial în studiul rețelelor electrice. În: Electrotehnica **5**, nr. 5, 1957, p. 134–138.

[7] *Edelman, H.* Calculul electric al rețelelor interconectate (traducere din limba germană). București Editura tehnică, 1966.

Intrat în redacție la 26. V. 1967

RECENZII

CZ 621.3.066.6:669-151.82

H. SCHREINER. **Metalurgia pulberilor pentru contacte electrice** (Pulvermetallurgie elektrischer Kontakte). Berlin, Springer-Verlag, 1964.

În cadrul seriei „Metalurgia pură și aplicată", editura Springer aduce o nouă lucrare care interesează inginerul electrotehnician.

Obținerea parametrilor funcționali la un aparat electric reclamă, printre altele, și alegerea contactului corespunzător. Condițiile de funcționare a aparatului impun contactului electric atîtea calități contradictorii, care nu pot fi satisfăcute de un singur metal.

La început, aliajele au venit în ajutorul constructorului de aparate. În perioada actuală însă întreruperea puterilor mari, care apar în rețelele electrice, ar fi greu de conceput fără aparate cu contacte care folosesc ca material o combinație a mai multor materiale (metale, oxizi, carburi etc.).

O serie de materiale combinate nu pot fi însă obținute decît printr-un procedeu relativ nou în metalurgia materialelor de contact, și anume metalurgia pulberilor.

Autorul lucrării de față prezintă în studiu monografic materialele sinterizate cel mai des folosite în construcția aparatelor electrice.

Lucrarea este împărțită în 12 capitole.

În primul capitol, autorul prezintă evoluția în timp a procedeului de prelucrare a pulberilor metalice. Se arată avantajul prelucrării pulberilor față de prelucrarea metalelor compacte. Este descrisă introducerea materialelor obținute din pulberi în construcția aparatajului electric.

Capitolul al 2-lea tratează pe scurt contactul electric ca element al circuitului electric. Sînt indicate principalele proprietăți electrice, mecanice, și fizico-chimice care sînt cerute materialului de contact, funcție de utilizarea sa. Tot aici sînt indicate principalele metale și aliaje folosite în construcția contactelor.

Cu capitolul al 3-lea începe tratarea problemei contactelor din pulberi. Diferitele metode prin care se obțin pulberile metalice sînt descrise și analizate. Problema proprietăților pulberilor metalice este tratată în continuare; sînt indicate metodele de determinare a acestor proprietăți. Sînt introduse unele mărimi specifice stării de pulbere (densitatea pulberii în stare liberă sau bătută, volumele specifice corespunzătoare celor două stări, gradul de umplere etc.) și care sînt necesare la proiectarea dispozitivelor de prelucrare. Modul de determinare a acestor mărimi și valorile lor pentru unele pulberi uzuale completează această parte a lucrării.

Una din proprietățile care influențează procesul de presare este gradul de curgere al pulberii. Pentru mărirea acestuia se folosește pe scară largă aglomerarea pulberii. Autorul indică principalele metode de aglomerare folosite în metalurgia pulberilor. De multe ori sînt necesare unele operații de pregătire pentru pulbere înainte de presare. În lucrare sînt indicate și aceste operații (cernere, tratamente termice etc.).

Următorul capitol, al 4-lea, este destinat fazei de presare a pulberii. Sînt tratate în primul rînd transformările din interiorul pulberii în timpul procesul de presare, structura rezultantă ca funcție de parametrii care intervin la presare (presiunea, direcția forței de presare etc.). Apoi sînt arătate principalele proprietăți ale corpului presat. Sînt analizate, în special, proprietățile care influențează contactul electric (conductibilitatea electrică, duritatea materialului etc.). Legat de procesul de presare, autorul indică principalele procedee, mașini și dispozitive de presare.

Un capitol, al cincilea, este destinat procesului de sinterizare. Plecînd de la generalități, autorul trece în revistă principalele modificări pe care le suferă corpul presat în cadrul procesului de sinterizare. Modificarea volumului specific (a densității), a rezistenței electrice și a proprietăților mecanice este analizată pe baza unor exemple. Tot în cadrul acestui capitol apar probleme legate de sinterizarea cu mai mult de două elemente de bază, sinterizarea cu fază lichidă, precum și structurile materialelor sinterizate.

Capitolul al 6-lea este destinat sinterizării sub presiune. Autorul arată pe scurt evoluția și principalele aspecte ale acestui proces.

În continuare, capitolul al 7-lea, este prezentat procesul de îmbunătățire a produsului sinterizat prin presări și sinterizări repetate. Capitolul al 8-lea este destinat teoriei sinterizării. Sînt prezentate principalele ipoteze care încearcă să explice transformările care au loc în cadrul procesului de sinterizare, atît la scară macroscopică, cît și la cea atomică, schimburile de energii și direcțiile în care au loc aceste schimbări.

Pînă la capitolul al 9-lea sînt tratate probleme generale ale procesului de prelucrare a pulberilor. Acest capitol care cuprinde aproximativ jumătate din volumul lucrării, se ocupă de materialele sinterizate folosite în construcția contactelor electrice. Se începe cu metalele pure, folosite sub formă de materiale sinterizate. Wolframul, molibdenul și reniul sînt descrise amănunțit privind diferitele metode industriale pentru obținerea pulberii, a presării, a sinterizării, proprietăți mecanice, fizico-chimice, electrice, domenii de folosire etc. Apoi sînt tratate aliajele heterogene obținute prin procesul de sinterizare și proprietățile lor. Se trece în continuare la descrierea principalelor aliaje obținute prin sinterizare, din metale. Astfel sînt tratate aliajele Ag-Ni, Cu-Pb și principalele aliaje refractare din două metale ca W-Cu, W—Ag, Mo—Cu și Mo—Ag. Fiecare aliaj este descris amănunțit plecînd de la procesul de obținere a pulberii și sfîrșind cu posibilități de lipire pe suportul contactului. Tot aici se dau indicații în ceea ce privește folosirea aliajelor avînd rapoarte diferite ale elementelor componente.

Capitolul cuprinde și metalele sinterizate din trei metale. Sînt analizate combinațiile W—Cu—Ni, Mo—Cu—Ni, W—Ag—Ni și Mo—Ag—Ni.

În construcția contactelor se folosesc și materiale sinterizate obținute din metale și combinații metalice (oxizi, carburi, silicați etc.). Pe lîngă tabele care indică domeniul de folosire pentru o varietate mare de astfel de combinații sînt analizate amănunțit următoarele combinații: Ag—CdO, Ag—SnO_2, WC—Ag, WC—Cu, Mo_2C—Ag și Mo_2C—Cu.

Ultima parte a acestui capitol este destinată combinațiilor metal-metaloid. Două combinații ale grafitului, Cu—C și AG—C, intervin în anumite cazuri ca materiale de contact. Pe lîngă folosirea lor în construcția mașinilor electrice, sînt analizate și posibilitatea și domeniile de folosire în industria constructoare de aparate electrice. Capitolul al 10-lea analizează diferitele faze prin care trece materialul în cazul sinterizării pieselor de contact.

Următorul capitol tratează problema contactelor din materiale sinterizate stratificate. Este arătată importanța materialului stratificat, atît funcțional, cît și constructiv (de exemplu, pentru a putea fixa două elemente care în mod obișnuit nu se pot lipi sau suda).

Ultimul capitol se ocupă de fixarea contactelor pe suporturile lor. În primul rînd sînt tratate procesele care au loc în cazul fixării contactului pe suport, precum și modificarea proprietăților electrice, chimice etc. Principalele metode de fixare (fixarea mecanică prin lipire, sudare la rece și la cald), cu recomandări și utilaje folosite, constituie ultima parte a lucrării.

Lucrarea este bogat ilustrată (aproximativ 180 diagrame, fotografii și schițe). O serie de tabele pun la îndemîna cititorului date utile care pot fi completate din bogata listă bibliografică (peste 150 titluri).

Cartea răspunde scopului pe care și l-a propus autorul, și anume de a pune la dispoziția constructorului o lucrare privind metalurgia și combinațiile de proprietăți ale materialelor obținute prin sinterizare. Ea constituie, de asemenea, un ajutor pentru studenții electrotehnicieni și metalurgi și pentru specialistul de materiale.

G. Titz

CZ 537.212 : 621.3.011.4

* * * **Efectele de suprafață și între fețele dielectricelor** (Les effets de surface et d'interface dans les dielectrique). În : Rév. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 4, aprilie 1967, p. 698—730.

În cuprinsul a cinci articole se fac considerații teoretice și practice asupra efectelor de suprafață și a celor ce apar între suprafețele dielectricelor în contact.

Principalele probleme tratate sînt prezentate în rezumat în continuare.

1. R. Goffaux. *Asupra proprietăților dielectricilor solizi omogeni* (Sur les propriétés des diélectriques solides homogènes), p. 698—704, 6 fig., 15 ref. bibl.

După prezentarea pe scurt a structurii barierii de potențial ce apare la contactul dielectric-electrod, se pune accentul asupra rolului sarcinii fixate pe stratul de la suprafață și asupra migrației ionice privitor la variația rezistenței a unor dielectrici solizi supuși unei tensiuni electrice. Se studiază conductivitatea, capacitatea dinamică și cea diferențială statică a dielectricilor solizi, atît teoretic, cît și experimental.

2. C. Sébenne. *Cinetica resorbției chimice a oxigenului pe sulfura de cadmiu de mare rezistivitate* (Cinétique de chimisorption de l'oxygène sur le sulfure de cadmium de haute résistivité), p. 705—708, 3 fig., 2 ref. bibl.

Se prezintă fenomenele de cinetică la suprafața monocristalelor de cadmiu de înaltă rezistivitate, puse în atmosferă de oxigen Se arată modul de variație a caracteristicilor electrice, analitic și grafic și se indică aplicațiile studiilor întreprinse.

3. P. Sixou, P. Dansas, G. Nuzillat și R. Arnoult. *Polarizarea interfacială și efectul Maxwell-Wagner* (Polarisation. interfaciale et effet Maxwell-Wagner), p. 709—718, 16 fig., 18 ref. bibl.

După indicarea diferitelor domenii unde intervine polarizarea interfacială se fac unele considerații teoretice asupra unor medii conținînd sarcini libere plasate între doi electrozi. Se arată cum s-a realizat dispozitivul experimental și se ilustrează partea teoretică și cea practică cu unele exemple numerice. Se precizează care este domeniul de folosire a concluziilor ce rezultă din studiul efectuat.

4. J. M. Wacrenier, J. Fontaine, A. Chapoton și A. Lebrun. *Contribuții la interpretarea polarizării complexe legată de interfețe și de asociații moleculare în alveolele microscopice a corpurilor poroase* (Contribution à l'interprétation de la polarisation complexe liée aux interfaces et aux associations moléculaires dans les alvéoles microscopiques des corp poreaux), p. 719—725, 15 fig., 15 ref. bibl.

Se arată că spectrul herțian este pus în evidență la temperatura constantă de diverse produse solide mai mult sau mai puțin de hidrați, structurile poroase ale diverselor materiale și de structurile granulare omogene.

Se prezintă două grupe de mecanisme, care se pot folosi pentru soluționarea problemelor relevate. Se precizează cîteva aspecte privind interpretarea spectrelor și se arată că permitivitatea complexă a dielectricilor poroși înlesnește cunoașterea fenomenelor care apar la suprafețele microscopice în contact.

5. P. Dansas și P. Sixou. *Eliminarea fenomenelor ce apar la electrozi în stadiul spectrelor herțiene de absorbție de dielectrici prezentînd o conductivitate dată prin folosirea efectului Maxwell-Wagner* (Elimination des phénomènes aux électrodes dans l'étude de spectres hertziens d'absorption de diélectriques présentant une conductivité notable par emploi de l'effet Maxwell-Wagner), p. 726—730, 8 fig., 2 tab., 2 ref. bibl.

După ce se arată că este dificil să se analizeze spectrul herțian de absorbție a dielectricilor lichizi se prezintă pe un exemplu imposibilitatea de separare a fenomenelor care apar, cum ar fi : absorbția dipolară, pierderile prin conducție, fenomenele de la electrozi etc. Se arată că, pe baza folosirii efectului Maxwell-Wagner, se poate pentru amide să se suprime efectul la electrozi, punîndu-se în evidență relaxarea dipolară și conductivitatea.

A. Carabulea

CZ 538.632.004 :66/69

* * * **Aplicațiile industriale ale efectului Hall** (Les applications industrielles de l'effet Hall). În : Rev. Gén. Elect. tom **76**, nr. 4, aprilie 1967, p. 635—680.

În cuprinsul a opt materiale se prezintă aspectele teoretice și practice referitoare la folosirea aparatajului care funcționează pe baza efectului Hall. Titlurile și principalele probleme tratate sînt date în continuare.

1. F. Mongin. *Construcția, tehnologia și performanțele generatoarelor cu efect Hall* (Constitution, technologie et performances des générateurs à effet Hall), p. 635—643, 15 fig., 4 ref. bibl.

Se prezintă principalele caracteristici ale generatoarelor cu efect Hall și adaptarea lor pentru diverse aplicații. Se descriu generatoarele realizate și rezultatele obținute în diverse domenii industriale.

2. J. Revuz. *Efectul Hall și aplicațiile sale pentru determinarea parametrilor caracteristici ale semiconductoarelor* (L'effet Hall et son application à la détermination des paramètres caracteristiques des semi-conducteurs), p. 644—648, 4 fig., 8 ref. bibl.

Determinarea principalilor parametri, cum ar fi concentrația impurităților și mobilitatea purtătorilor liberi ale unui material semiconductor se fac plecîndu-se de la măsurarea efectului Hall și a conductivității. Condițiile experimentale permit utilizarea unor relații simple.

3. G. Chevallier și R. Bonnefille. *Utilizări noi ale detectoarelor de fază prin efect Hall* (Les récents développements des détecteurs d'angle à effet Hall), p. 649—655, 3 fig., 16 ref, bibl.

Se prezintă pe scurt principiul de măsurare a unghiurilor folosind efectul Hall, insistîndu-se îndeosebi asupra montajelor noi „defazori", care asigură un semnal la ieșire, independent de variația coeficientului Hall, fapt ce nu se realiza cu montajele cunoscute din literatură.

4. R. Bonnefille și G. Quichaud. *Multipoli nereciproci, giratoare și motoare cu efect Hall* (Multipôles non réciproques, gyrateurs et moteurs à effet Hall), p. 656—664, 2 fig., 1 tab., 14 ref. bibl.

După stabilirea locului ocupat de circuitele nereciproce în gama dispozitivelor ce folosesc fenomene magnetoelectrice se indică proprietățile multipolilor și giratoarelor cu efect Hall plecînd de la propagarea undelor în semiconductoare. Se studiază aplicațiile acestor dispozitive și, în special, ale motoarelor asincrone monofazate cu efect Hall, care rezultă din asocierea unui motor clasic cu un multipol nereciproc.

5. J. Revuz. *Proprietățile celulelor fotomagnetoelectrice* (Propriétés des cellules photomagnétoélectriques), p. 661—664, 2 fig., 1 tab., 14 ref. bibl.

Se prezintă efectul de fotoconductivitate, efectul fotovoltaic și efectul fotomagnetoelectric al semiconductoarelor. Se analizează, ținînd seamă de efectul fotomagnetoelectric, proprietățile materialelor, și anume : lungimea și compoziția eșantioanelor, parametrii caracteristici ai materialului, intensitatea cîmpului magnetic. Se examinează performanțele celulelor fotomagnetoelectrice de antimoniu-indium, care sînt detectoare excelente ale razelor infraroșii.

6. M. Stéru. *Măsurări de puteri electrice prin efect Hall* (Mesures des puissances électriques par l'effet Hall), p. 665—670, 11 fig., 4 ref. bibl.

Se expune întîi principiul de măsură a puterilor electrice în curent continuu, apoi se arată cum se măsoară puterile active, reactive, și aparente în curent alternativ monofazat și trifazat cu ajutorul dispozitivelor bazate pe generatoare cu efect Hall. Se insistă îndeosebi asupra wattmetrului cu efect Hall.

7. G. Carimantran. *Detectarea și indexarea elementelor mobile cu generatoarele cu efect Hall* (Détection et indexation d'engins mobiles par générateur de Hall), p. 671—675, 7 fig.

Se arată importanța acestor aplicații în domeniul automatizărilor și se indică aparatajul necesar pentru realizarea acestor acțiuni cerute pe scară largă de dezvoltarea proceselor de producție automatizate.

8. P. Bizet. *Utilizarea elementelor cu efect Hall pentru separarea galvanică a circuitelor în curent continuu de mică intensitate* (Utilisation des élèments à effet Hall pour la sé-

paration galvanique des circuits à courants continus faibles), p. 676–680, 3 fig., 4 ref. bibl.

Se prezintă două exemple de utilizare a elementelor cu efect Hall pentru a obține interacțiunea între două circuite în curent continuu de mică intensitate, fără legături galvanice. Primul exemplu constă în separarea de sol a sistemului de telemăsură, iar al doilea constă în izolarea circuitelor în instalații telegrafice. Pentru aceasta se folosește un detector de cîmp. Se arată modul de conducție a elementelor descrise, care funcționează pe baza efectului Hall.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.001.1 : 534.143

Macioschek, G. **Mașini mari silențioase și fără vibrații** (Schwingung und geräuscharme Gross-maschinen). In: Elektrie **20**, nr. 12, 1966, p. 464–465, 3 fig.

Se indică modul cum trebuie proiectată și realizată tehnologic o mașină electrică, pentru a fi silențioasă și lipsită de vibrații.

Se recomandă să se țină seamă de turațiile critice și de frecvențele proprii ale părților constructive, pentru a se evita realizarea condițiilor de rezonanță.

La proiectarea mașinilor, pentru calculul turației critice, se pot folosi mașinile electronice, ținînd seamă de condițiile la limită și inițiale impuse de acțiunile forțelor ponderomotoare care apar în bobinaje, de ventilator, de canalele de ventilație, de pachetul de tole și de carcasă.

La mașinile mari, radiația zgomotului este împiedicată folosind capote fonoabsorbante, ceea ce se observă din analizele spectrale audio, efectuate la o mașină modernă asincronă de mare putere, la care s-au obținut scăderi ale nivelurilor presiuni acustice, variind între 10 și 30 dB în banda 150–500 Hz.

L. V.

CZ 621.313.1.017.7 : 534.143

Rentzsch, H. **Sisteme de răcire a mașinilor electrice privite din punct de vedere al producerii zgomotului** (Kühlsysteme elektrischer Maschinen im Himblick auf die Gräuschbildung). În: ETZ-A **87**, nr. 13, 1966, p. 450–454, 8 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

Pentru prima dată, normele VDE 0530, partea 1/1.66 recomandă limite admisibile pentru zgomotul produs de mașinile electrice. Astfel, se poate prevedea nivelul acustic al instalațiilor chiar de la proiectare, indicîndu-se folosirea de mașini electrice mai silențioase. Zgomotul care deranjează în cea mai mare măsură este cel aerodinamic. Un studiu făcut asupra diferitelor sisteme de răcire arată că se pot realiza mașini bine ventilate și destul de silențioase.

După cum rezultă din spectrogramele comparative prezentate, la zgomotul global contribuie piesele care se rotesc, ventilatorul și canalele de trecere a aerului, iar capetele de protecție contra intemperiilor, dacă sînt construite corespunzător, pot avea o contribuție importantă la atenuarea zgomotului.

L. V.

CZ 621. 313.1.001.3.001.24

Poussin, B. și Lion, A. **Calculul iterativ al inducției magnetice din mașinile electrice** (Calcul itératif de l'induction magnétique dans les machines électriques). În: Rev. Gén. Elect. tom. **74**, nr. 4, aprilie 1967, p. 731–739, 8 fig., 10 ref. bibl.

Se rezolvă unele probleme privind calculul inducției magnetice din mașinile electrice prin aplicarea metodei diferențelor finite. Se studiază cazul variației liniare a inducției magnetice și se indică erorile ce apar față de situația reală. Se abordează și problema cînd permeabilitatea magnetică variază de la un circuit la altul. Se pun în evidență diferențele care apar, considerînd permeabilitatea magnetică a fierului și cea a vidului. Rezultatele obținute pe cale analitică sînt ilustrate experimental. Se indică algoritmul de calcul și se trasează curba de variație a erorilor ce apar, ținînd seamă de ipotezele admise în calcul.

Principalele probleme tratate în articol se referă la:
punerea problemei și precizarea stadiului cercetărilor;
premisele de calcul și ipotezele simplificatoare; se admite că materialul este izotrop și omogen. Este neglijat curentul de deplasare datorit polarizației electrice. Nu se ține seamă de efectul de capete al bobinelor din mașinile electrice studiate;
stabilirea circuitelor corespunzătoare condițiilor impuse;
determinarea algoritmului de calcul;
analiza erorii de discreditare;
verificarea analitică a preciziei de calcul;
problema convergenței liniare;
metoda accelerării convergenței;
justificarea metodei de calcul aplicate.
Se arată că ambele algoritme aplicate dau rezultate sensibil egale.

A.C.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.57 : 621.382.233

Ho, H. H. **Invertor paralel cu tiristoare, cu undă sinusoidală, cu comutația îmbunătățită** (Sinewave thyristor parallel invertor with improved comutation). In: Proceedings of the I.E.E. **113**, nr. 12, decembrie 1966, p. 2038–2046, 11 fig., 14 ref. bibl.

Se prezintă rezultatele unui studiu asupra invertorului cu tiristoare tip paralel, cu comutație îmbunătățită.

Acest nou tip derivă din schema de bază a invertorului paralel, în care condensatorul de comutație este legat între anozii tiristoarelor. Sînt prezentate patru scheme de invertoare modificate pentru a avea un regim de comutație optim.

Una dintre aceste scheme, în loc de un condensator de comutație, are două condensatoare separate, care folosesc la înmagazinarea energiei. Prin aceste condensatoare sînt derivate salturile de tensiune ce ar putea trece prin tiristoare.

Autorul prezintă un studiu amănunțit al acestui tip de invertor și face o comparație între formele de undă teoretice, rezultate din calcul și cele experimentale.

În încheiere este arătată o schemă posibilă trifazată, alcătuită din trei invertoare monofazate de tipul celui analizat.

M. D.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.62.001.5

Böhme, H. și Zeh, H. **Ancrasarea izolatoarelor prin vînt** (Schmutzablagerungen durch Wind an Isolatoren) In: Elektrie **21**, nr. 7, iulie 1967, p. 239–240, 2 fig., 1 ref. bibl.

Într-un scurt raport de cercetare, autorii prezintă rezultate experimentale obținute în Institutul de înaltă tensiune al Universității tehnice din Dresda (director prof. dr. ing. F. Obenhaus), în problema mult discutată a murdăririi suprafeței izolatoarelor de înaltă tensiune, prin vînt. Încercările s-au efectuat într-un tunel aerodinamic și au urmărit stabilirea depunerilor poluante pe izolatoare de formă diferită, în funcție de direcția și intensitatea vîntului. Depunerile cresc pe porțiuni cu viteză mică și cu turbulență a aerului. Procentul de suprafețe cu mișcare laminară reprezintă un criteriu de apreciere a formei izolatorului din punctul de vedere al ancrasării. Cercetări efectuate cu aripioare paralele, perpendiculare și oblice pe direcția vîntului, au evidențiat că numai cele din urmă evită desprinderea curentului de aer, mai ales de pe suprafața superioară a aripioarelor, ele dirijînd curentul ca

aripioarele unei turbine. Periculoase dînt depunerile pe suprafeţele inferioare ale aripioarelor care scurtează linia de fugă. Din figurile prezentate rezultă criterii importante pentru fornele favorabile ale izolatoarelor de înaltă tensiune destinate pentru regiuni poluate.

A. A.

CZ 621.316 ***Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor***

CZ 621.316.925.43 : 621.385.1

Bösterling, W. şi Honnef, H. **Diode de scurtcircuitare pentru protecţia redresoarelor sau contactelor împotriva supratensiunilor** (Freilaufdioden zum Schutz von Halbleitergleichrichtern oder Schaltkontakten gegen Überspannungen). În: ETZ-A, nr. 4, februarie 1966, p. 144—148, 5 fig.

La deconectarea consumatorilor inductivi apar supratensiuni. Din această cauză, redresoarele şi contactele întreruptoarelor din circuit trebuie să fie protejate împotriva supratensiunii. Aceste supratensiuni se pot atenua cu ajutorul diferitelor măsuri de protecţie. O protecţie sigură se realizează prin întrebuinţarea combinaţiilor de condensator rezistenţă, rezistenţe dependente de tensiune (varistori) sau diode de scurtcircuitare. Diodeie de scurtcircuitare se pot utiliza numai în circuitele de curent continuu. Datorită dimensiunilor geometrice mici, posibilităţii de transfer de energie mare şi la o dimensionare relativ uşoară, ele sînt de preferat faţă de alte elemente sau scheme de protecţie.

Se prezintă detaliat metodele de dimensionare şi exemple de folosire a diodelor de protecţie.

N.C.

CZ 621.316.926 : 621.314.212

Seller, H. **Aparat de analizat gazele pentru detectarea defectelor din transformatoare** (Gasprüfgerät zum Erkennen von Transformatorenschäden). În: ETZ—B, nr. 5, martie 1967, p. 113—117, 1 tab., 1 fig.

Dispozitivul construit elimină dificultăţile interpretării defectelor din transformator, semnalate de gazele acumulate în releul Buchholz. Pe lîngă proba de aprindere, care s-a dovedit a nu fi suficient de edificatoare, s-a recurs şi la un procedeu pentru analiza şi comportarea gazelor produse în interiorul transformatoarelor. Într-o tabelă sînt indicate procentajele posibile ale diferitelor gaze (hidrogen, acetilenă, metan etc.) produse — în baza experienţelor a diferiţi cercetători — prin descompunerea uleiului din transformator.

De asemenea, s-au examinat gazele produse prin supraîncălzirea hîrtiei izolante a conductoarelor din ulei, gazele provocate de încălzirea conductoarelor metalice din transformator şi gazele în cazurile defecţiunilor (arcurile electrice şi descompunerii uleiului). De multe ori, indicaţiile releului Buchholz ne pot induce în eroare, deoarece anumite gaze — imediat după producerea lor — se pot descompune (dizolva) în ulei. S-a încercat a se stabili natura gazelor din releul Buchholz prin culoarea flăcării acestor gaze aprinse sau prin trecerea lor prin două eprubete diferite conţinînd soluţii care precipitau (de exemplu, acetilena etc.), dar nu se putea stabili cu precizie natura tuturor gazelor.

D. Harrison a construit un aparat, constînd din două tuburi de sticlă, în care se introduce gel silicios îmbibat, la rîndul lui, cu hipermanganat de potasiu sau cu alte soluţii, care se colorează în mod diferit în funcţie de gazele care trec prin ele. Astfel, pe lîngă prezenţa acetilenei şi a monoxidului de carbon, se pot dovedi şi cantităţi de 2,5 — 15 cm³ de hidrogen, care este, de fapt, principalul component al gazelor provocatoare de arcuri de descărcare.

Gh. C.

CZ 621.317 ***Tehnica măsurilor electrice***

CZ 621.317.39 : 536.53 :621.316.54

Meller, I. **Contribuţii la problema măsurării temperaturii finale a întreruptoarelor după specificaţia VDE 0760** (Zum Problem der Messung der Endtemperatur von Schaltern nach VDE 0670). : În: ETZ—B, nr. 5, martie 1967, p. 123—126, 3 tab., 3 grafice.

Deoarece în prescripţiile VDE 0670, indicaţiile măsurării supratemperaturii în punctele de conexiune ale disjunctoarelor şi întreruptoarelor sînt suficient de precise, autorul calculează aceste temperaturi, presupunînd anumite condiţii. Prescripţiile (0670) interzic circulaţia căldurii peste punctul de racord şi prescriu ca limită o diferenţă de temperatură de ±5° a punctului de racord faţă de un punct situat pe conducta de racord la distanţa de 1 m de racordul propriu-zis.

Presupunînd căldura produsă de curentul electric într-o şină conductoare, egală cu temperatura radiată de această şină, ni se dă o formulă în care temperatura şinei este exprimată în funcţie de curent, de rezistenţa termică (grd/W) etc. Urmează formulele şi graficele repartizării temperaturii în apropierea legăturii dintre două şine conductoare, precum şi calculul temperaturii în punctul de legătură al lor. Este dezvoltată apoi repartiţia temperaturii într-o şină de lungime finită, la ale cărei capete sînt racordate şine de lungime infinită.

Se dă apoi un exemplu în care şina din mijloc reprezintă imaginea termică a curentului dintr-un întreruptor, iar şinele învecinate (racordurile) sînt în aşa fel executate încît înlocuiesc (din punct de vedere al producerii de căldură prin separatoare şi al rezistenţei) două racorduri simetrice, care pot fi considerate infinit de lungi. Într-o tabelă sînt apoi indicate temperaturile finale la capetele şinelor şi în punctul de legătură. Rezultatele arată contradicţii faţă de prescripţiile de mai sus (VDE 0670). Autorul trage concluzii privind temperaturile (condiţiile termice) întreruptoarelor, arătînd că o construcţie corespunzătoare a acestora nu se poate realiza decît avînd în vedere condiţiile termice prescrise de autor, care completează pe cele din VDE.

Gh. C

CZ 621.317.33.015.14.027.8/9 : 537.525.3

Bachmann, H. şi Mosch, W. **Măsurarea tensiunii perturbătoare de înaltă frecvenţă la tensiunile cele mai înalte** (Die Messung der Hochfrequenz-Störspannung bei höchsten Spannungen) In: Elektrie **21**, nr. 7, iulie 1967, p. 243—244, 3 fig., 4 ref. bibl.

Textul prescurtat al unei comunicări la Colocviul internaţional al Politehnicii din Ilmenau din octombrie 1966 (Electrotehnica **15**, nr. 2, p. 80—83) înfăţişează dispozitivul de măsură, etalonarea lui şi rezultatele unor măsurători de încercare a unei mari instalaţii de laborator de înaltă tensiune şi frecvenţă industrială (1 200 kV, 1 200 kVA), la descărcări parţiale. Într-adevăr, pentru a putea măsura aceste descărcări pe aparate şi transformatoare de înaltă tensiune, trebuie ca sursele de încercare să funcţioneze fără astfel de descărcări. Aceste condiţii impietează asupra construcţiei şi asupra măsurătorilor de verificare a nivelului de zgomot admis. Instalaţia de măsură întrebuinţată este montajul NEMA, cu diferenţa că şuntul nu poate fi de 600 Ω şi nici cel puţin de 150 Ω,cum s-a stabilit în 1964 pentru astfel de măsurători, deoarece condensatorul de cuplaj ar trebui să aibă o capacitate de 1 000 pP şi ar fi prohibitiv de scump. S-a lucrat cu un divizor de tensiune avînd o atenuare mai mare, ceea ce în cazul în speţă este admisibil. Caracteristica de frecvenţă cunoscută permite stabilirea nivelului zgomotului corona. S-a înregistrat tensiunea perturbatoare absolută, funcţie de tensiunea la ieşirea transformatorului. Astfel de măsurători dau posibilitatea reducerii zgomotului corona a acestor instalaţii cu trei ordine de mărime decît acel al unui singur eclator vîrf-placă.

A. A.

CRONICĂ

CZ 061.3 (43) : 621.3 „1967"

Tîrgurile de mostre de la Leipzig în 1967

Tîrgul de mostre de toamnă, care se desfăşoară între 3 şi 10 septembrie, va prilejui la peste 6 000 de expozanţi din peste 50 de state, să expună produse de larg consum pe o suprafaţă de circa 130 000 m², din care ţara gazdă va ocupa cu produsele ei 105 000 m².

Se aşteaptă 200 000 cumpărători din 75 de ţări.

Pe o suprafaţă de 7 200 m² vor fi aranjate expoziţiile colective ale 12 ţări socialiste.

Se vor acorda, ca de obicei, medalii şi diplome. În programele manifestărilor tehnico-ştiinţifice se remarcă un simpozion internaţional asupra materialelor şi tehnica lubrificării, asupra protecţiei contra coroziunii.

În domeniul electrotehnicii se expun aparate electrice şi electronice, casnice şi industriale, lămpi, corpuri de iluminat, bucătării electrice automatizate, aparate de radio, de televiziune, în cele mai moderne execuţii.

Toate întreprinderile de produse de investiţie din R.D.G. vor fi reprezentate la Leipzig, în timpul tîrgului de mostre, prin birouri comerciale corespunzătoare. Din R.P.P. se aşteaptă o mare expoziţie de aparate şi scule electrice, aparate de radio şi televiziune etc.

Republica Socialistă România va expune, între altele şi bunuri de consum electrotehnice, ca : maşini electrice de spălat, aspiratoare, ventilatoare electrice, bucătării şi reşouri electrice etc. De asemenea, va prezenta lucrări tehnice tipărite în ţară.

Tîrgul de mostre din primăvara anului 1967 (5—14 martie), dedicat produselor industriale, s-a încheiat cu un mare succes. S-au expus produse de către 10 000 expozanţi din circa 70 de ţări, pe o suprafaţă de 350 000 m². Republica Socialistă România a participat la acest tîrg cu exponate dispuse pe o suprafaţă de 2 500 m². În afară de instalaţia de foraj F-200, tractoarele U-650, U-651 şi S-650, camioane şi alte maşini de uz general ; o impresie deosebită au produs maşinile-unelte cu acţionări electrice individuale şi multiple şi comandă automată prin butoane, ca de exemplu, strungul carusel de 3 200 mm cu comandă program. În general, sortimentul de produse electrotehnice a fost deosebit de bogat şi variat, oglindind exportul în plină desfăşurare, care a cuprins în anul trecut, de exemplu, 50 000 electromotoare, circa 3 000 transformatoare de putere, grupuri generatoare şi de sudură etc. Toate produsele îndeplinesc nu numai cerinţele standardelor româneşti, dar corespund şi recomandărilor C.E.I. şi normelor străine VDE, BSS, ASA, DIN.

Expoziţia produselor româneşti a fost bine apreciată atît de către organizatori, cît şi de reprezentanţii comerciali veniţi din numeroase ţări la această manifestare de veche tradiţie şi mare prestigiu, care în acest an a contribuit în mod deosebit la stabilirea de relaţii comerciale între ţări cu orînduiri diferite.

Acad. *Aurel Avramescu*

SCURTE ŞTIRI

Putem lipi metale cu o mică lampă halogenă de 24 V şi 150 W în baza experienţelor firmei Philips. Căldura iradiată în toate direcţiunile (87% din puterea lămpii, 13% fiind transformată în lumină) este concentrată într-un mănunchi cu diametrul de 6 mm, cu ajutorul unei oglinzi elipsoidale acoperite cu un strat de aur. Cu acest dispozitiv se poate încălzi un disc de nichel cu diametrul de 5 mm la 1 300°C.

Din : ETZ—B, nr. 5, 1967.

O firmă engeză a dezvoltat un aparat de alarmă, care în caz de foc sau de furt (spargere) face automat şi discret numărul de telefon al miliţiei şi transmite cîteva cuvinte edificatoare.

Din : ETZ—B, nr. 5, 1966.

Italienii au construit un mic electromobil în greutate de 350 kg pentru două persoane. Fiind foarte mobil, se poate introduce în cele mai mici locuri de parcare. Cu o încărcătură de baterie poate circula 85 km la viteza de 50 km/h.

Din : ETZ—B, nr. 5, 1967.

În R.F. a Germaniei a fost realizat un stîlp pentru liniile de înaltă tensiune în formă de V, care se reazemă pe sol cu vîrful, iar la partea superioară cele două braţe sînt unite cu o traversă de consolidare. Fixarea lui se realizează prin ancorare cu cabluri. Acest stîlp permite economisirea de aproape cinci tone de oţel pe kilometru de linie electrică.

Din : ETZ—B, nr. 26, 1967.

Pentru spargerea betoanelor o firmă englezească a elaborat o metodă de spargere cu ajutorul oscilaţiilor de înaltă frecvenţă. Generatoarele sînt construite pentru 892 şi 2450 MHz, Puterea necesară spargerii betonului este de 1 pînă la 20 kW. în funcţie de natura materialului.

Din : ETZ—B, nr. 26, 1966.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil ; ing. V. Bunea ; ing. V. Ciofu ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu ; ing. Şt. Grosu ; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. Lazaride ; conf. ing. D. F. Lăzăroiu ; ing. M. Opaschi ; ing. A. Popa ; prof. ing. Cristiana Popescu ; ing. Vl. Popovici ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando, nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon : redactor şef : 14.63.86 ; secretar general de redacţie : 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon : 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament : 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 5695.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41 400

SOMMAIRE

CD 621.3.013.1 : 538.221.001.24

Bunea, V. : **L'unicité de la solution pour la magnétisation des milieux conducteurs.**

Electrotehnica **15**, no. 9, sept 1967, p. 317–321

La magnétisation des milieux conducteurs est décrite par les équations Maxwell.

On analyse les cas d'unicité connus du régime quasistationnaire et l'on démontre que l'hypothèse d'un régime permanent sinusoïdal pour le milieu linéaire, qui à la base de la majorité des solutions abordées dans la littérature, est empirique.

Dans cet ouvrage on démontre mathématiquement et théoriquement l'existence du régime permanent sinusoïdal dans le cas du milieu linéaire et du régime périodique respectif pulsatoire, dans le cas du milieu non-linéaire ferromagnétique.

CD 621.3.015.532.024

Tănăsescu, Fl. et *Rîulescu, I.* : **Décharges corona dans les systèmes d'électrodes sommet-plaque (V — P) alimentés par un courant continu.**

Electrotehnica **15**, no. 9, sept 1967, p. 321–330

On analyse la variation du nombre de décharges avec une tension appliquée pour les systèmes $V-P$ ayant un ou plusieurs sommets qui déchargent devant une plaque et on donne quelques oscillogrammes caractéristiques que les auteurs n'ont pas rencontrées dans la littérature technique. Le circuit de mesurage adapté au schéma a permis d'enregistrer fidèlement quelques trains d'impulsions ou bien des impulsions individuelles.

CD 621.318.33.042.13.001.5 :538.122

Cupşa, A. : **L'étude théorique et expérimentale de certains relais électromagnétiques à temporisation pendant l'ouverture.**

Electrotehnica **15**, no. 9, sept 1967, p. 330–337

En prenant comme point de départ les résultats théoriques et expérimentaux obtenus par l'auteur pendant qu'il étudiait certains circuits magnétiques à symétrie cylindrique, indiqués dans des ouvrages publiés antérieurement, le présent ouvrage a pour objectif central de trouver quelques, conditions d'équivalence simples, aussi correctes que possible, à l'aide desquelles on puisse transférer la solution trouvée antérieurement au circuit magnétique des relais étudiés. Dans le même sens, la méthode proposée dans cet ouvrage peut être appliquée, selon le cas, aussi aux circuits magnétiques massifs, plus compliqués, qui interviennent parfois dans la construction des machines et des appareils électriques. Les résultats expérimentaux confirment les hypothéses simplifiantes qui ont servi de base aux calculs.

CD 621.3.013.7.001.24 :.538.312

Titz, Gh. : **Forces électrodynamiques dans les systèmes triphasés.**

Electrotehnica **15**, no. 9, sept 1967, p. 337–342

On analyse le problème des forces électrodynamiques exercées dans un systéme triphasé, en régime de court-circuit apériodique, lorsque les conducteurs sont placés dans les sommets d' un triangle équilatéral. On présente les relations de calcul ainsi que les diagrammes des forces, par rapport à la durée.

CD 621.316.923.2.024.064.33.004

Pesici, M. : **Le fonctionnement des coupe-circuits fusibles en courant continu.**

Electrotehnica **15**, no. 9, sept 1967, p. 342–347

La caractéristique de fonctionnement du coupe-circuit est influencée par la nature du courant dans lequel le coupe-circuit est destiné à fonctionner. On présente une étude comparative de la variation dans le temps de l'énergie nécessaire pour faire fondre l'élément fusible, dans les deux situations mentionnées. Ensuite, basé sur les résultats obtenus, on détermine les durées de fusion d'un coupe-circuit de 63 A, 500 V, à grande capacité de rupture, et on examine la variation de l'effet de limitation du courant. On présente les résultats expérimentaux qui confirment les calculs antérieurs effectuès sur le même type de coupe-circuit.

Pour le jeune ingénnieur

CD 621.3.011.001.2

Ene, M. : **L'utilisation de la méthode des valeurs déterminantes pour le calcul des réseaux électriques.**

Electrotehnica **15**, no. 9, sept 1967, p. 348–351

Comptes rendus. Extraits. Chronique. Brèves nouvelles

CONTENTS

DC 621.3.013.1 :538.221.001.24

Bunea, V. : **The oneness of the solution on magnetizing the conductor mediums.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 317–321

The magnetization of conductor mediums is described by Maxwell's equations.

The known cases of the oneness of cuasistationary state are analysed and it is shown that the hypotheses of a stationary sinusoidal regime for linear medium as a basis of the majority of main solutions discussed in the literature is empiric.

In the article it is mathematically and thermodynamically proved the existence of the stationary sinusoidal regime in case of liniar medium and the existence of the pulsatile periodical state in case of nonlinear ferromagnetic medium.

DC 621.3.015.532.024

Tănăsescu, Fl. and *Rîulescu, I.* : **Corona discharges in the peakplate—system of electrodes supplied in continuous current.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967 p. 322–330

The variation of the number of discharges depending on the voltage is analysed for peak-plate system with one or more peaks discharging towards a plate, and some characteristic oscillograms which the authors have not met in technical literature, are given. The measurement circuit adapted to the scheme had permitted to record faithfully some pulse trains or individual pulses.

DC 621.318.33.042.13.001.5 :538.122

Cupşa, A. : **The theoretical and experimental study of some electromagnetic time-lag relays.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 330–337

Starting from theoretical and experimental results obtained by the author in preceding works in the study of certain magnetic circuits with cylindrical symmetry, this article intends in essence to find some conditions of simple equivalences as accurate as possible, permitting an extension of the solution which has been found before, to the magnetic circuit of studied relays. To the same effect, the method proposed in the article can be applied, under circumstances, also to more complicated massive magnetic circuits, sometimes required by mechanical and electric appliance engineering. Experimental results confirm the simplification which this hypothesis brings in the calculus.

DC 621.3.013 7.001.24 : 538.312

Titz, Gh. : **Electrodynamic force in three-phase systems.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept. 1967, p. 337–342

In the article is analysed the problem of electrodynamic forces exerted in a three-phase system in nonperiodic shortcircuit regime, when the conductors are placed on the angles of an equilateral triangle. The relations of the calculus and the force diagrams depending on the time are presented.

DC 621.316.923.2.024.064.33.004

Pesici, M. : **The work in direct current of fusible cuts-out.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 342–347

The work characteristic of the fuse is influenced by the kind of current to which the cut-out was destined to work.

A comparative study of the variation in time of the energy required by thermic process of smelting of fusible element is presented in both cases.

Turther on, based on the obtained results, the author determines the smelting times of a cut-out of 63 A, 500 V, with a high breacking capacity and analyses the variation of the effect of current limitation. Experimental results confirming the calculus carried-out before on the same type of fuse are presented.

For young engineers

DC 621.3.011.001.2

Ene, M. : **The method of determining magnitudes.**

Electrotehnica **15**, nr. 9, sept 1967, p. 348–351

Reviews 352–354
Reports 354–355
Chronicle 356
Brief informations 356

CZ 621. 313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.13 – 333.002.2

Belenki, Iu. M. ş.a. **Două serii de motoare electrice pas cu pas.** În : Elektrotehnika, nr. 10, oct 1966, p. 1—4, 4 fig., 2 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.14

* * * **Motorul pas cu pas. Transformator.** In : Électricien **94**, nr. 2076, sept 1966, p. 223 — 228, 16 fig., 1 tab.

CZ 621.313.2 : 621.316.7 – 18

Lişcinski, G.P. şi *Eluskov, V. N.* **Proprietăţile sistemului de stabilizare a vitezei motorului de curent continuu cu sursă de alimentare de putere limitată.** În : Elektricestvo **87**, nr. 10, oct 1966, p. 22 — 26, 4 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.3.083

Medinski, L. A. **Înregistrarea momentului de rotaţie al maşinilor electrice de demaraj.** În : Elektrotehnika, nr. 10, oct 1966, p. 52 — 54, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.323 : 621 – 573 : 621.314.6

Zborovski, I. A. şi *Malevinskaia, M. S.* **Cercetarea pornirii motorului asincron cu redresor comandat.** În : Elektricestvo **87**, nr. 10, oct 1966, p. 17 — 22, 5 fig., 8 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.333

Karl, Falk. **Motorul de curent alternativ şi principalele sale variante.** În : Maschinenwelt u. Elektrotechnik **21**, nr. 9, sep 1966, p. 325 — 338, 7 fig., 1 tab.

CZ 621.313.333.072

Rekus, G. G. ş.a. **Cu privire la comanda în frecvenţă a motoarelor asincrone.** În : Elektricestvo **87**, nr. 10, oct 1966, p. 14 — 17, 5 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2 : 621-501.21 : 621.316.718

Sandler, A. S. şi *Sarbatov, R. S.* **Comanda în frecvenţă a motoarelor asincrone la pierderi minime în regim stabilizat.** În : Elektricestvo **87**, nr. 10, oct 1966, p.**7** — 14, 6 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2.016.352

Blanchardie, R. ş.a. **Comportare în regim tranzitoriu a coliviilor motoarelor asincrone.** În : R.G.E. **75**, nr. 9, sep 1966, p. 1059 — 1070, 15 fig.

CZ 621.313.39

Kurakin, A. **Motoare reductoare cu două înfăşurări.** În : Elektricestvo **87**, nr. 10, oct 1966, p. 30 — 39, 9 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314 21

Su, K.L. **Realizarea transformatorului ideal cu elemente active.** În : Proc. I.E.E.E. **54**, nr. 8, aug 1966, p. 1083 — 1084, 1 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.224 :.621.316.573

Moghilevski, G.V. şi *Soskov, A. G.* **Calculul transformatoarelor de curent pentru sisteme de protecţie fără contact.** În : Elektrotehnika, nr. 10, oct 1966, p. 57 — 61, 5 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.314.63 : 625.282–83

Kucima, K. G. **Mărirea siguranţei în exploatare şi a factorului de putere la locomotive electrice de curent alternativ.** În : Elektrotehnika, nr. 10, oct 1966, p. 28 — 30, 3 fig.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRCE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.61

Artbauer, J. **Dezvoltarea unor noi materiale izolatoare.** În : Elektrie **21**, nr. 4, apr 1967, p. 125 — 127, 2 fig.

CZ 621.315.61 : 621.313.322

Wichmann, A. **Micalastic — un nou material izolant pentru izolarea înfăşurărilor turbogeneratoarelor de înaltă tensiune.** În : Siemens Zeit. **40**, nr. 10, oct 1966, p. 762 — 769, 10 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.315.612.2.027.3

Las, T. şi *Ranachowaski, J.* **Rezistenţa electrică a porţelanului de înaltă tensiune.** În : Przeglad electrotechn. **42**, nr. 9, sep 1966, p. 378 — 381, 5 fig., 19 ref. bibl.

CZ 621.315.612.6 – 494

Moebes, W. **Mătasea de hîrtie ca material folosit pentru rezistenţă la materialele de izolare în straturi.** În : Elektrie **21**, nr. 4, apr 1967, p. 132 — 136, 8 fig., 6 tab.

CZ 621.315.616.97.001.5

Golinski, J. **Fenomenele de ionizaţie şi problemele de durată de serviciu a răşinilor de turnare.** În : Elektrie **20**, nr. 9, sep 1966, p. 341—344, 11 fig., 2 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.315.619.001.5

Cervenko, B. **Contribuţie la problema degradării fictive a izolării hîrtiei de mică cu răşină epoxi de înaltă tensiune.** În : Elektrie **21**, nr. 4, apr 1967, p. 128—132, 11 fig. , 5 tab.

CZ 621.315.62 : 621.3.015.52

Billings, M.J. şi *Wilkins, R.* **Suprimarea conturnării la izolatoarele cu pelicule rezistive superficiale.** În : Proc. I.E.E. **113**, nr. 10, oct 1966, p. 1649—1653.

CZ 621.315.62 : 621.3.027.3

Billings, M. J. ş.a. **Cercetarea izolatoarelor de înaltă tensiune folosind materiale sintetice.** În : Proc. I.E.E. **113**, nr. 10, oct 1966, p. 1643 — 1648, 10 fig., 17 ref. bibl.

CZ 621 316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.37.048.1 + 621.316.352

Harlig, A. **Combinarea optimală a izolanţilor pentru ionizările de foarte înaltă tensiune sub anvelope complet închise.** În : Elecktrotech. Zeit. (ETZ — A) **88**, nr. 8, 14 apr 1967, p. 189 — 195, 9 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.316.57.027.3 : 534.835.46

Pflaum, E. **Zgomotul de întrerupere a disjunctoarelor la înaltă tensiune şi măsurarea lui.** În : Elektrotech. Zeit. (ETZ — A) **88**, nr.1, 1967, p. 8 — 13, 7 fig., 31 ref. bibl.

CZ 621.316.933

Baatz, H. **Întrebuinţarea paratrăsnetelor în reţele.** În :Elektrotech. Zeit. (ETZ — A) **88**, nr. 1, 1967, p. 16—21, 2 tab., 9 ref. bibl.

SUBSTANŢE FLUORESCENTE

Pentru:

Lămpi fluorescente

Reclame luminoase

Lămpi cu mercur

Televiziune

Oscilografie

Tehnica röntgen

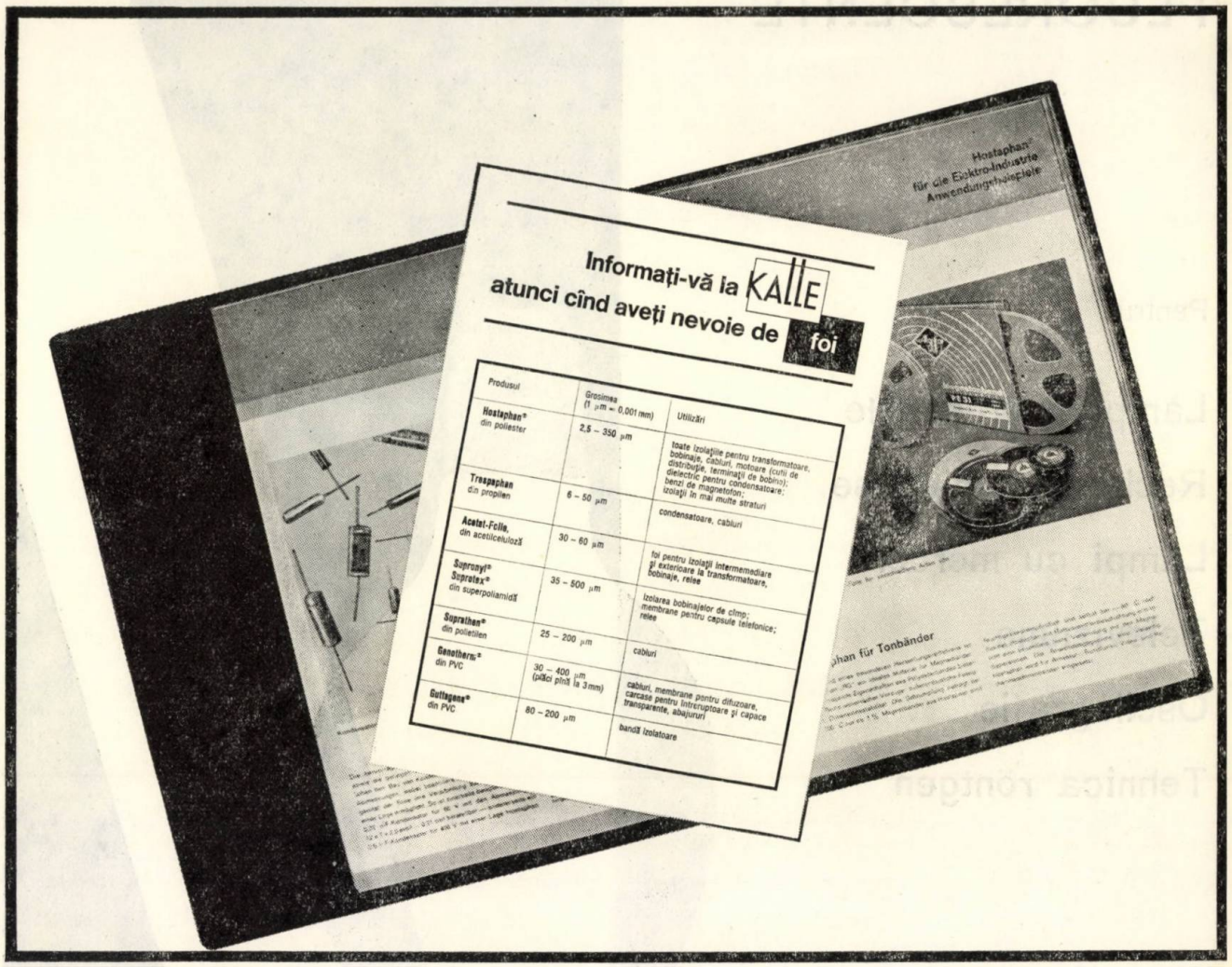
Exportator:
DEUTSCHER INNEN-und
AUSSEHANDEL CHEMIE
1055 BERLIN, Storkower Strasse 133

VEB LEUCHTSTOFFWERK BAD LIEBENSTEIN

6202 BAD LIEBENSTEIN — POSTFACH 35 — TELEX : 062208 ● REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

Foi de bună calitate ✻
de la o fabrică cu renume:

Imbunătăţiri şi progrese cu materiale izolante Kalle sub formă de foi



Incă din 1935 industria electrotehnică foloseşte foile izolante Kalle. Indeosebi, în ultimii ani, s-a precizat - datorită progresului tehnic determinat de avîntul excepţional al industriei - o puternică dezvoltare în acest domeniu. Materialul izolator sub formă de foi sau plăci s-a dovedit a fi nu numai un material ideal pentru realizarea elementelor mici şi foarte mici, dar şi un material de protecţie cu mare stabilitate termică şi cu parametri electrici corespunzători. Kalle livrează astăzi industriei electrotehnice o serie de materiale sub formă de foi, al căror domeniu de utilizare creşte în mod continuu. Aceste foi sînt produse dintr-o materie primă excepţională. O continuă supraveghere în laboratoarele noastre de încercări asigură menţinerea unei calităţi corespunzătoare. In cadrul serviciilor noastre de informare tehnică lucrează specialişti încercaţi, care lămuresc cu plăcere problemele ridicate de cei interesaţi.

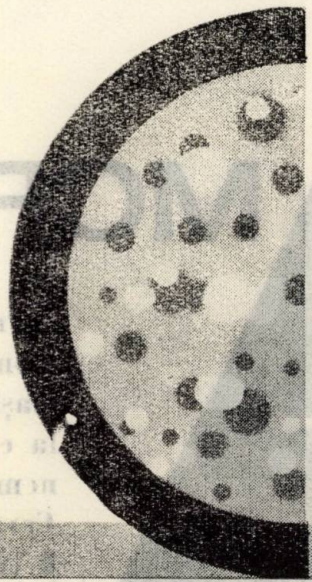
Kalle Aktiengesellschaft · 6202 Wiesbaden-Biebrich, Rheingaustraße 190/196
Se livrează în Republica Socialistă Romania prin MASINIMPORT, B-dul Dacia, nr. 13 (Str. M. Eminescu), Bucureşti

Informaţi-vă la KALLE atunci cînd aveţi nevoie de foi ✻

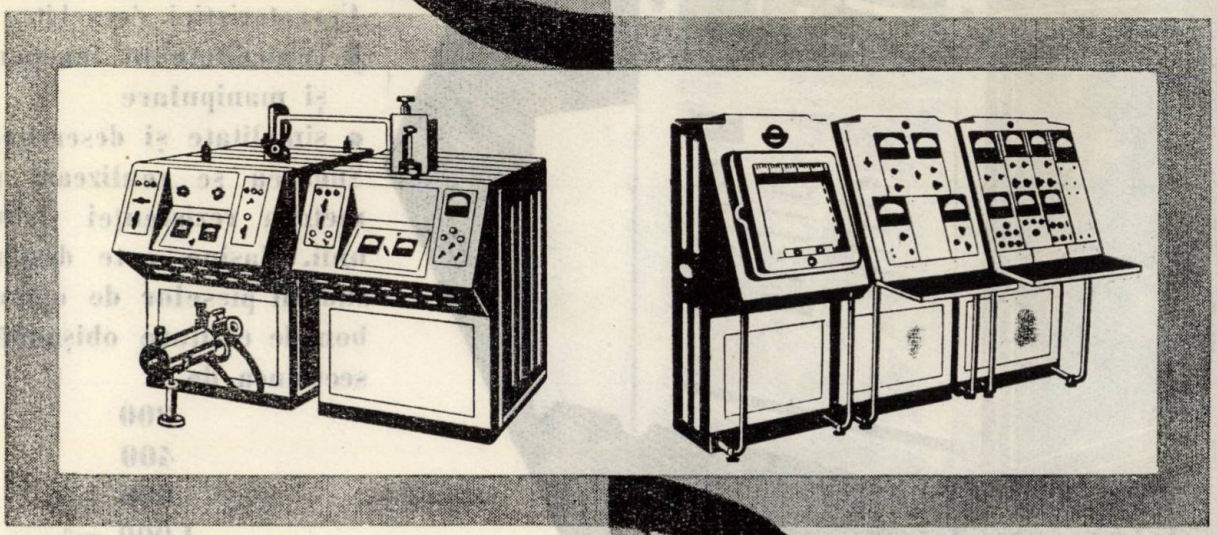
SPECTROMETRE DE MASĂ

ÎN SERIE UNITARĂ PREZENTATE DE V/K „TEHSNABEXPORT"

МИ1 308
309
МИ1 310
311
МХ1 304
306



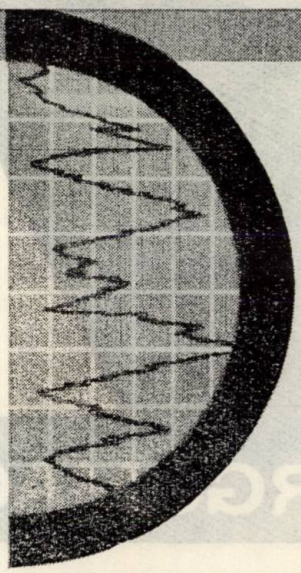
Tech snab export



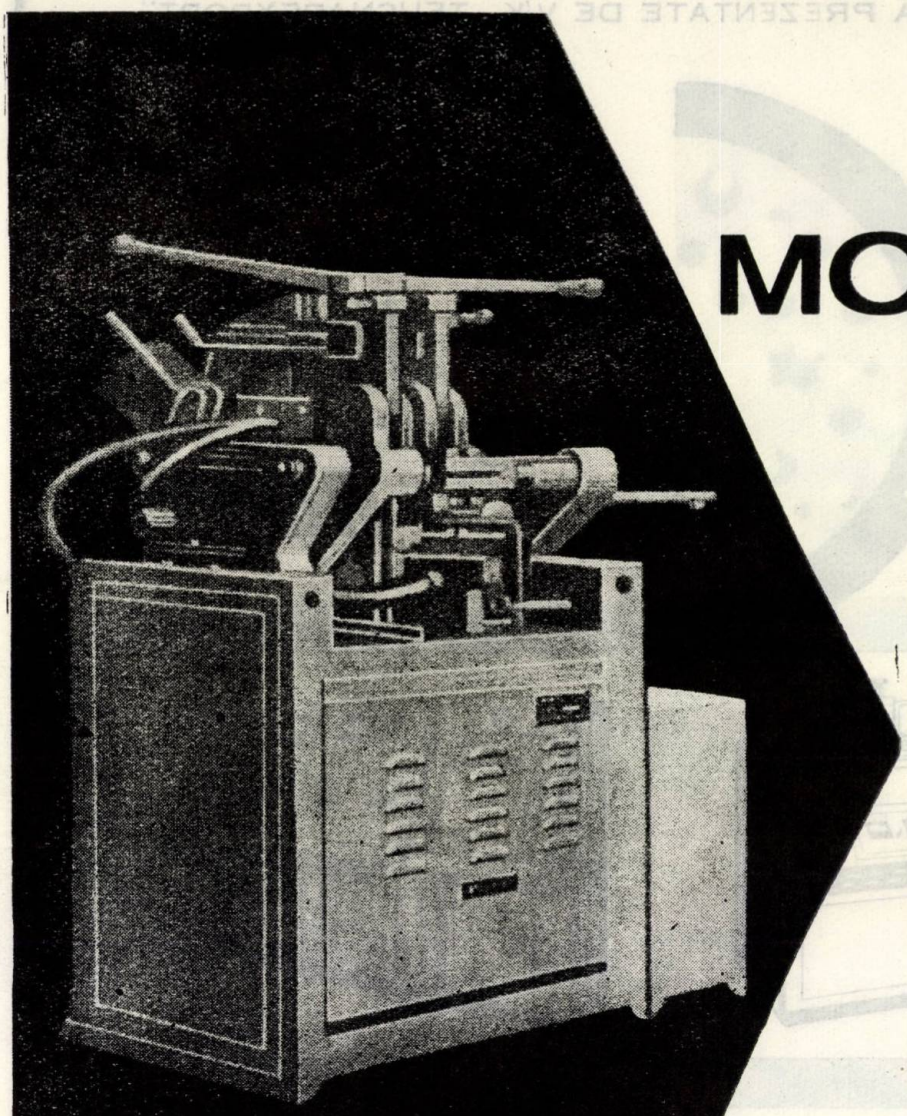
MOSCOW - USSR

Destinate pentru analiza compoziției de izotopi și moleculare a gazelor, lichidelor și solidelor.

În funcție de destinație, fiecare spectrometru este completat cu organe unificate, comune tuturor seriilor unitare.



Adresa : Moscova, G—200
Smolenskaia — Sennaia, 32—34 V/K „Tehsnabexport" • Telex : 974



MCP-100

Productivitate ridicată și economie importantă asigură mașina pentru sudare cap la cap tip MSR cu puterea nominală de 25,5—100 kW.

Caracteristici deosebite:

- **comoditate în funcționare și manipulare**
- **simplitate și deservire.**

Sudarea se realizează prin metoda rezistenței și fuziunii. Mașina este destinată sudării pieselor de oțel carbon de calitate obișnuită cu secțiunea de

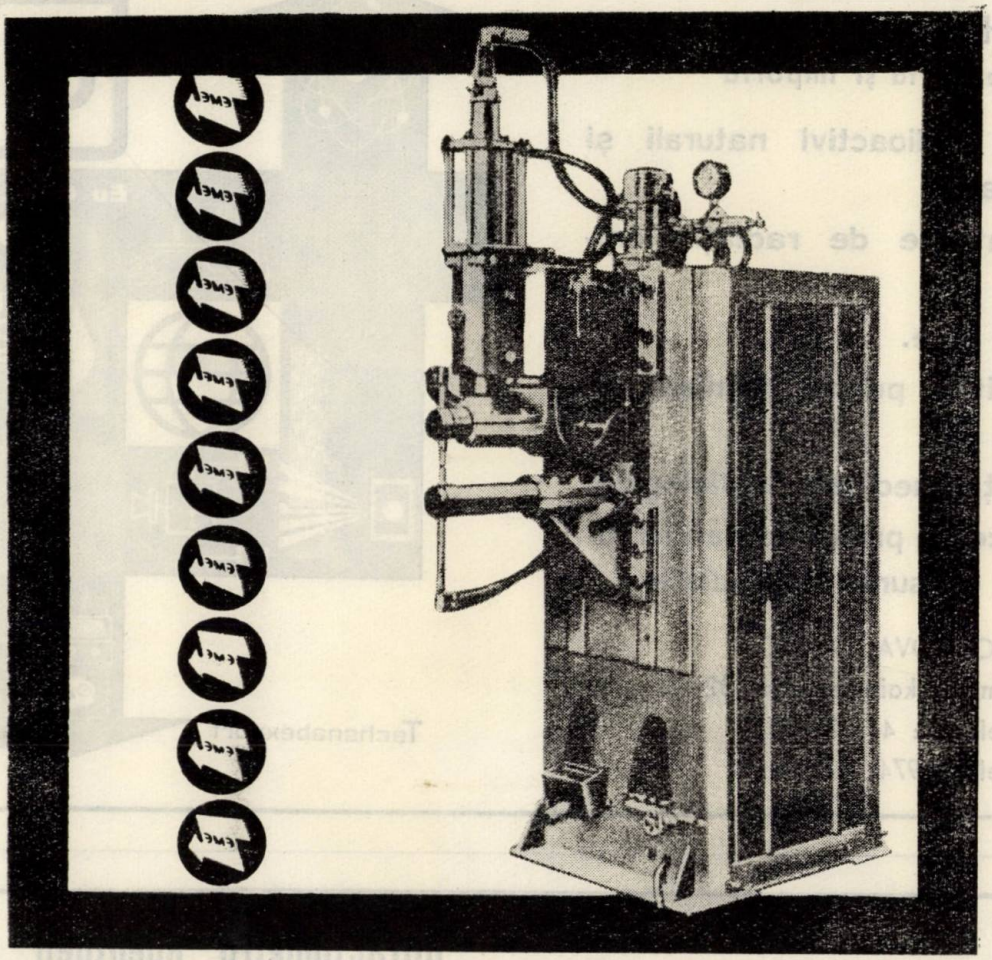
300
400
600
1 000 m².

Livrarea se efectuează cu accesoriile și piesele de schimb necesare.

Cererile se trimit la:

V/O „ENERGOMAȘEXPORT"
U.R.S.S., MOSCOVA V-330,
Mosfilmovskaia, 35
Telex: 243

ENERGOMACHEXPORT



Maşini sovietice pentru sudare electrică de precizie din seria MTP

În decursul ultimilor ani V/O „Energomaşexport" a livrat cu succes maşini pentru sudarea electrică prin contact a pieselor de oţel carbon.

Maşinile din seria MTP au productivitate şi economicitate înalte, se deservesc uşor şi sînt comode în funcţionare.

Maşinile din seria MTP au puterea nominală de 25, 50, 75, 100, 150, 200, 300 şi 400 kW.

Grosimea maximă a pieselor sudate este cuprinsă între 1,5 + 1,5 şi 8 + 8 mm.

Maşinile se livrează cu accesoriile şi piesele de schimb necesare.

Adresa: U.R.S.S., Moscova V-330
V/O „ENERGOMAŞEXPORT"
Telex: 243

ENERGOMACHEXPORT

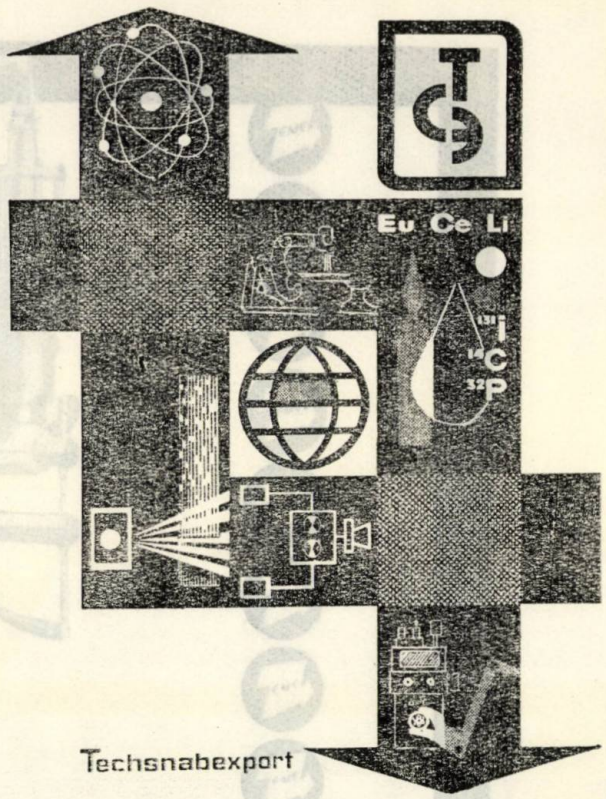
Agenția unională

„TECHSNABEXPORT"

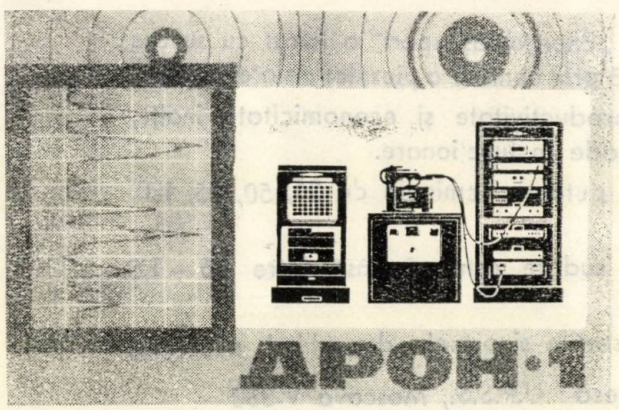
exportă și importă

- **Izotopi radioactivi naturali și artificiali.**
- **Generatoare de radiații ionizante.**
- **Metale rare.**
- **Dispozitive pentru tehnica nucleară.**
- **Instalații medicale radiologice.**
- **Mijloace de protecție pentru lucrările cu surse de radiație.**

Adresa: MOSCOVA, G—200,
Smolenskaia-Sennaia, 32—34
Telefon: 44—32—85
Telex: 974



Techsnabexport



MOSCOW - USSR

Difractometru Roentgen DRON-1

Instalație universală pentru:

- **analiza generală Roentgen a structurii.**
- **studiul monocristalelor și al texturii.**
- **determinarea unghiurilor de secționare a lamelelor monocristaline.**

Instalația poate funcționa în camere cu înaltă și joasă temperatură. Instalația asigură o precizie ridicată de măsură a unghiurilor de difracție.

Adresa: „Techsnabexport"
Moscova, G-200
Telefon: 44.32.85
Telex: 974

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

1968 JAN 26

MICM

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

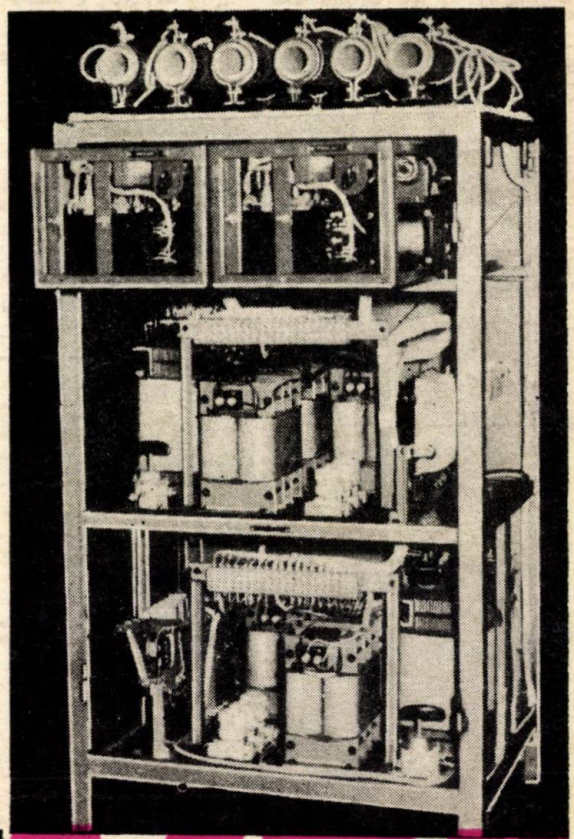
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

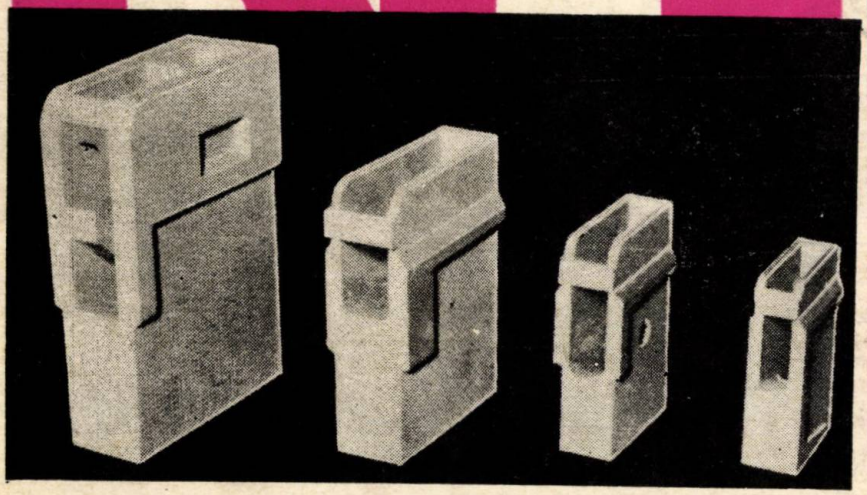
Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique





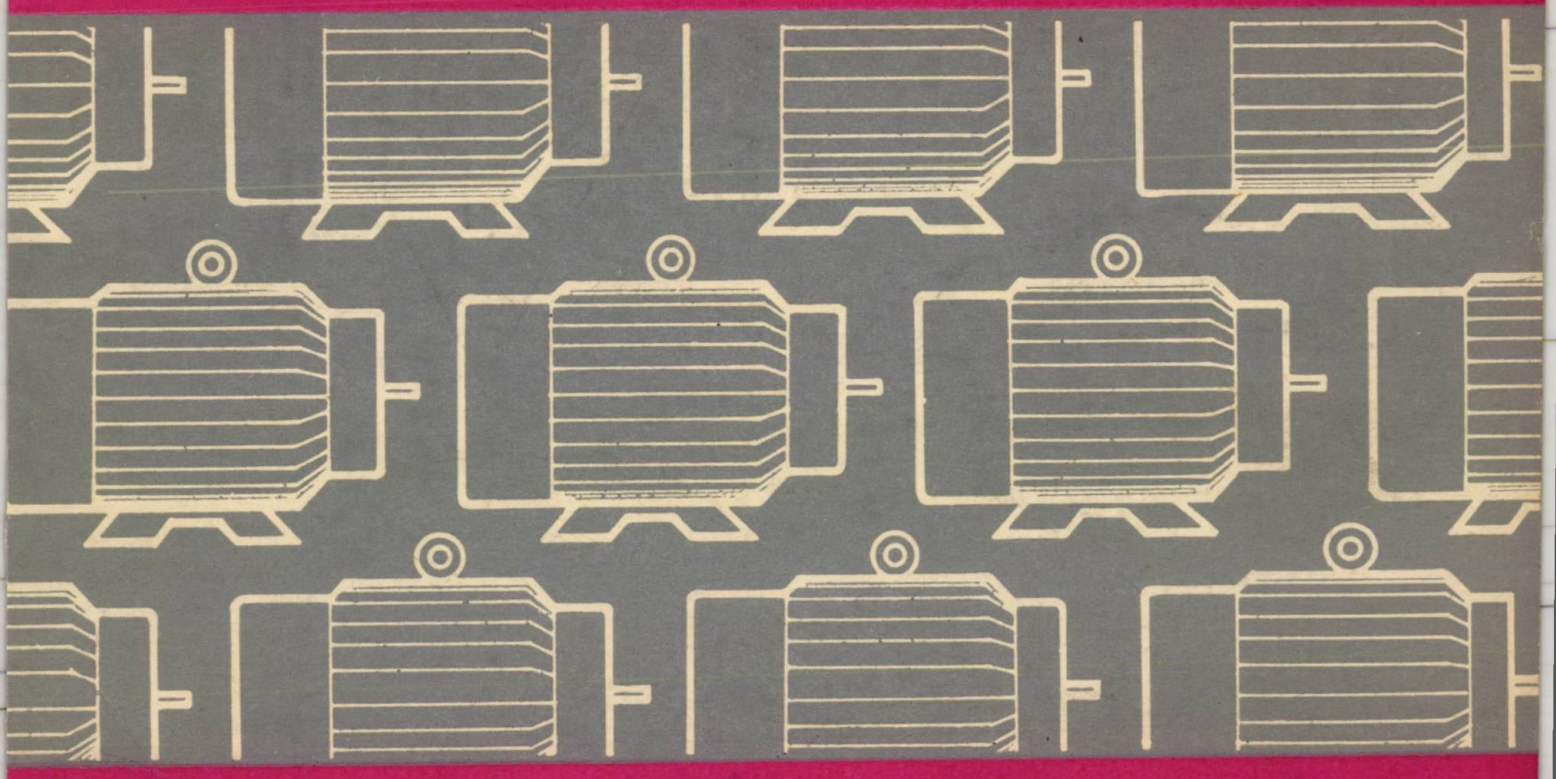
KPE

KPE

primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREȘTI ● ANUL 15 ● Nr. 10 ● OCTOMBRIE 1967

10

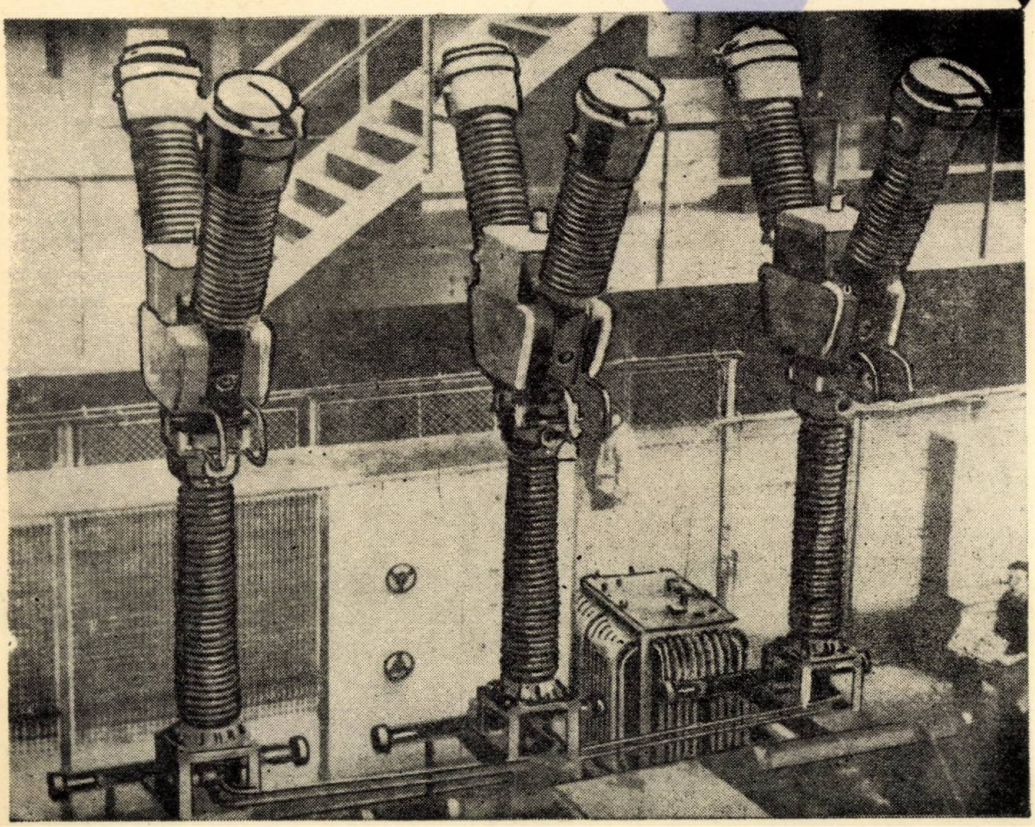
UZINA

ELECTROPUTERE

CRAIOVA

FABRICĂ

APARATAJ ELECTRIC DE ÎNALTĂ TENSIUNE 10 — 220 kV



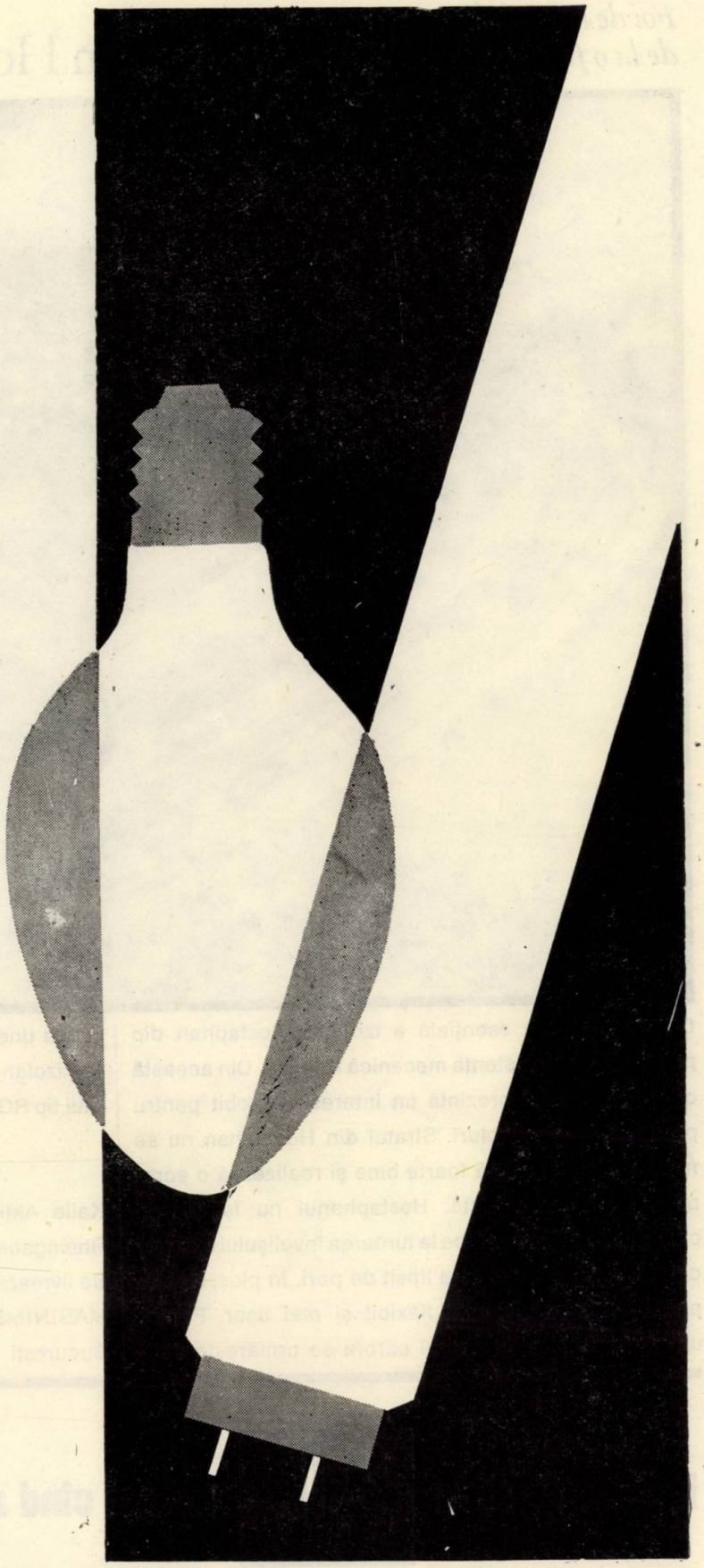
Cereți de la uzina constructoare cataloagele nou apărute:

Vol. 1. ÎNTRERUPĂTOARE (INCLUSIV CELE DUPĂ LICENȚĂ DELLE) SEPARATOARE, SIGURANȚE FUZIBILE, DESCĂRCĂTOARE, BOBINE DE REACTANȚĂ

Vol. 2. TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

E 2040

SUBSTANȚE FLUORESCENTE



Pentru:

Lămpi fluorescente

Reclame luminoase

Lămpi cu mercur

Televiziune

Oscilografie

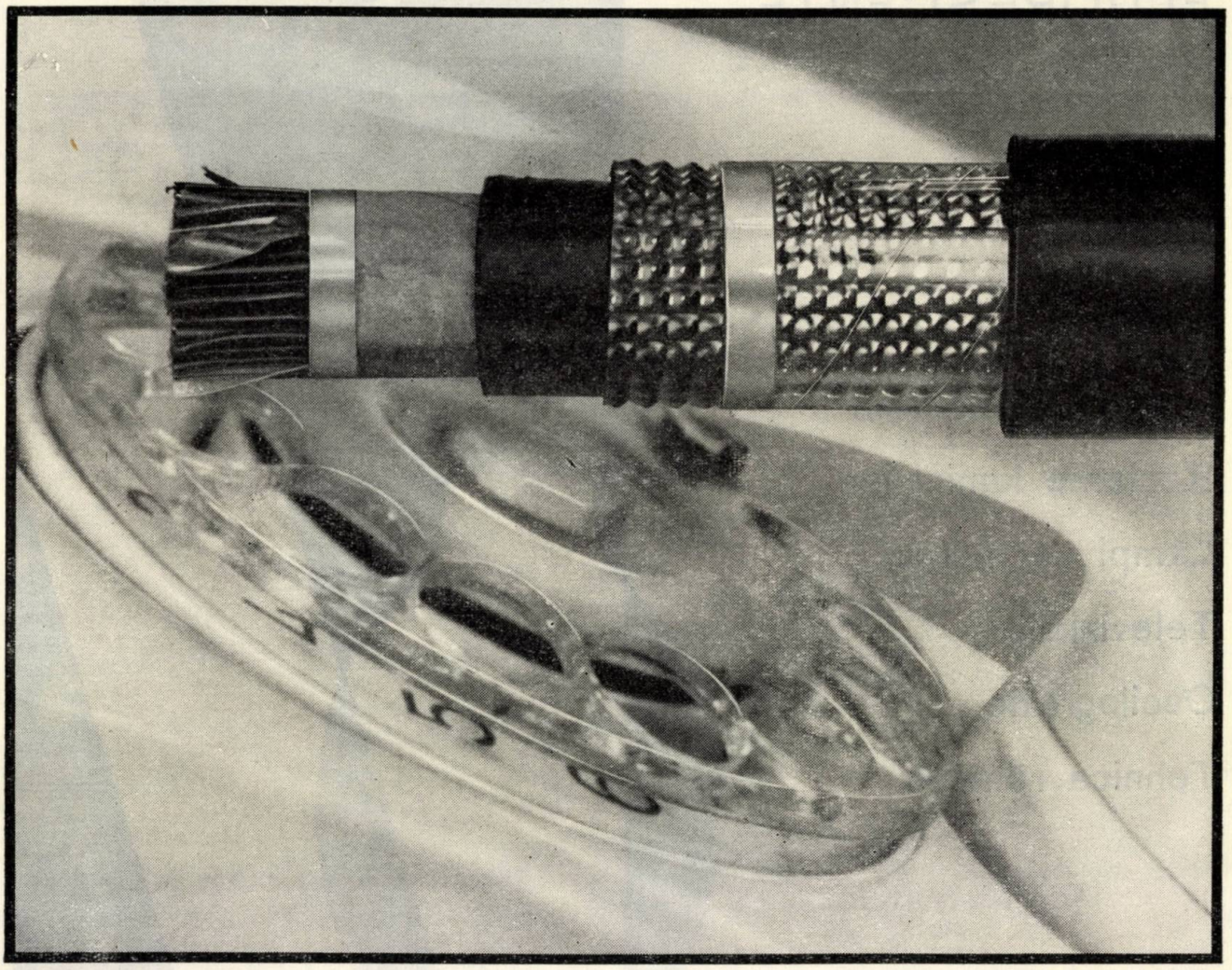
Tehnica röntgen

Exportator:
DEUTSCHER INNEN-und
AUSSEHANDEL CHEMIE
1055 BERLIN, Storkower Strasse 133

VEB LEUCHTSTOFFWERK BAD LIEBENSTEIN

6202 BAD LIEBENSTEIN — POSTFACH 35 — TELEX : 062208 • REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

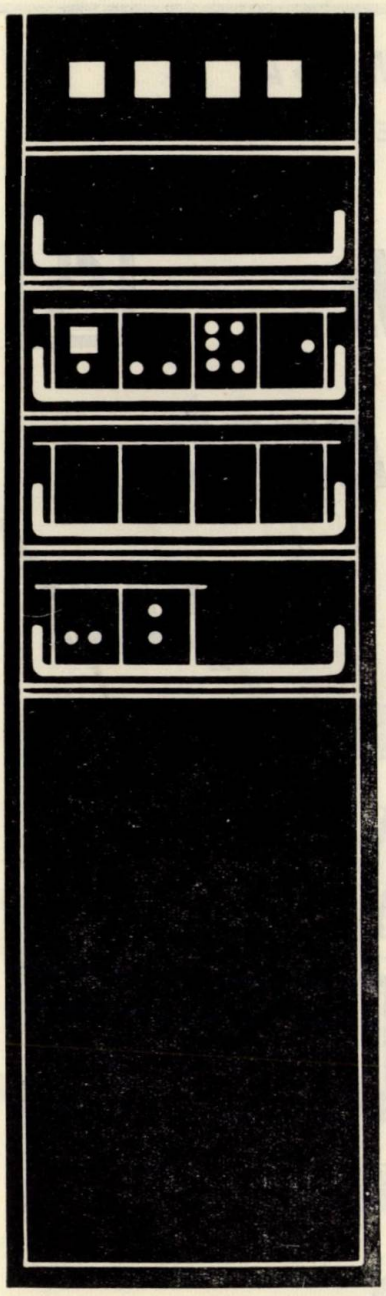
Foi de bună calitate ✻
de la o fabrică cu renume: Foi Kalle din Hostaphan pentru cabluri



O caracteristică esențială a izolației Hostaphan din poliester este rezistența mecanică ridicată. Din această cauză materialul prezintă un interes deosebit pentru producătorii de cabluri. Stratul din Hostaphan nu se rupe niciodată, aderă foarte bine și realizează o ecranare statică compactă. Hostaphanul nu își pierde caracteristicile mecanice la turnarea învelișului exterior cald. Stratul izolator este lipsit de pori. In plus, Hostaphanul face cablul mai flexibil și mai ușor. Pentru utilizări speciale, în cadrul cărora se urmărește obținerea unei rezistențe maxime cu o grosime minimă a foii izolante, se recomandă întrebuințarea Hostaphanului tip RG.

Kalle Aktiengesellschaft · 6202 Wiesbaden-Biebrich, Rheingaustraße 190/196
Se livrează în Republica Socialistă Romania prin MASINIMPORT, B-dul Dacia, nr.13 (Str.M.Eminescu), București

Informați-vă la ✻ KALLE **atunci cînd aveți nevoie de foi**



VEM STARKSTROM-ANLAGENBAU D. D. R.
Exportator:
Deutscher innen-und Aussenhandel
Elektrotechnik — Berlin — D.D.R.

Un număr mare de circuite de reglare -un singur sistem

Pentru rezolvarea multiplelor probleme din domeniul reglării acționărilor, un colectiv de specialiști din sectorul nostru industrial a elaborat un sistem de blocuri tipizate: Sistemul TRANSRESCH ● Respectarea normelor internaționale în ce privește mărimile de intrare și ieșire conferă acestui sistem o aplicabilitate universală ● Elementele sînt montate în casete și sertare ca unități funcționale individuale ● Elementele semiconducătoare corespund celor mai pretențioase exigențe în ce privește securitatea funcționării și prezintă avantajul unei întreținеri simple ● De asemenea, au caracteristici deosebite, precum: amplificare mare și constante de timp reduse, necesare dispozitivelor moderne de reglare pentru acționare ● Un sistem universal care permite și soluționarea rațională a problemelor Dv., în ce privește circuitele de reglare ● La cerere vă trimitem cu plăcere material informativ amănunțit.

VEM

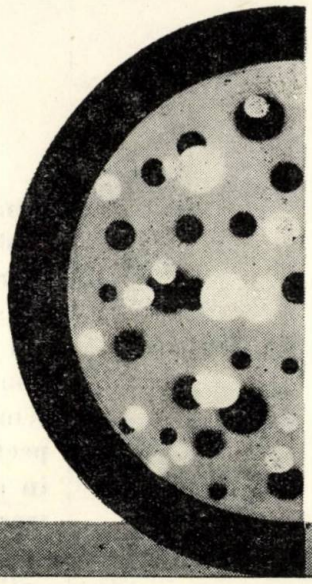
Informații se pot obține prin:
Technisch — kommerzielles Büro
DIA ELEKTROTECHNIK bei der HPA
DER BOTSCHAFT DER D.D.R IN DER S.R.R.
Calea Dorobanților 14 București

STARKSTROM-ANLAGENBAU DER DDR

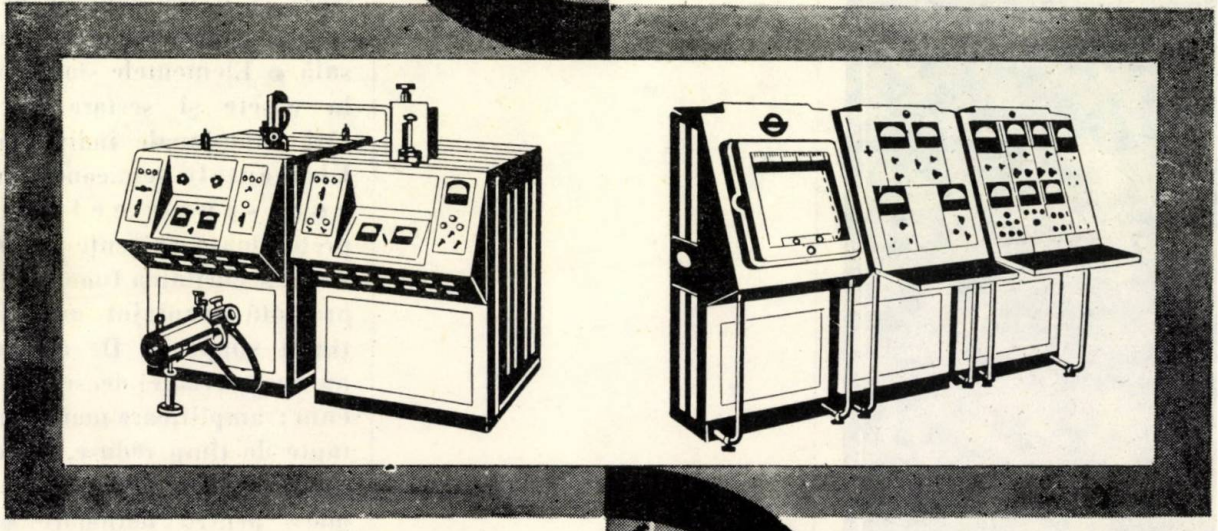
SPECTROMETRE DE MASĂ

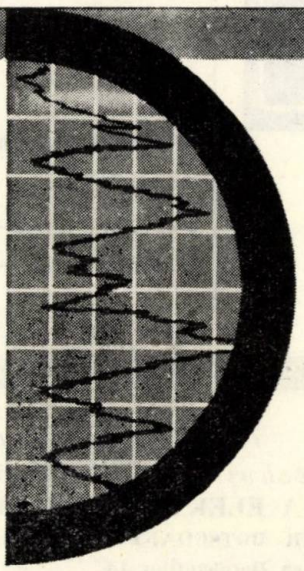
ÎN SERIE UNITARĂ, PREZENTATE DE V/K „TECHSNABEXPORT"

МИ1 308
309
МИ1 310
311
МХ1 304
306



Tech snab export





MOSCOW - USSR

Destinate pentru analiza compoziției de izotopi și moleculare a gazelor, lichidelor și solidelor.

În funcție de destinație, fiecare spectrometru este completat cu organe unificate, comune tuturor seriilor unitare.

Adresa : Moscova, G—200

Smolenskaia—Sennaia, 32—34 V/K „Techsnabexport" • Telex : 974.

MISZAJKÖNYVTÁRES OKSZAGOS MÚSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA

Anul 15 nr. 10, pag. 357 — 396 Octombrie 1967

CUPRINS

CZ 621.316.011.1/3 : 513.83.001.24

Petroianu, A. : **O metodă topologică de determinare directă a matricei nodale a impedanţelor proprii şi de transfer a reţelelor electrice.**

Electrotehnica **15**, nr 10, oct 1967, p. 357–363

Se prezintă o metodă directă de sinteză a matricei nodale a impedanţelor proprii şi de transfer — reprezentînd inversa matricei nodale a admitanţelor proprii şi reciproce — şi care poate fi utilizată în rezolvarea unor probleme fizice descrise matematic prin ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale.

Sînt descrise rezultatele numerice obţinute pentru diverse tipuri de reţele, schema logică a programului scris în limbajul ALGOL şi echipamentul de calcul utilizat.

CZ 621.372.2.011.1 : 621.319.74

Aron, I. : **Studiul propagării undelor electromagnetice prin carenaje protectoare.**

Electrotehnica **15**, nr 10, oct 1967, p. 364–369

Se prezintă o analiză teoretică a trecerii undelor electromagnetice prin pereţi cu suprafeţe plane paralele şi a condiţiilor în care ecranele protectoare ale antenelor au influenţă minimă asupra undelor radiate. Se fac unele referiri cu privire la optimizarea formelor geometrice în cazul radomurilor utilizate pe aparatele de zbor.

CZ 621.314.2.013.24 : 538.311

Cîrstea, D. : **Studiul repartiţiei forţelor axiale în transformatoarele de putere.**

Electrotehnica **15**, nr 10, oct 1967, p. 370–377

Pentru a realiza construcţii de transformatoare rezistente a solicitări în scurtcircuit este necesară cunoaşterea nu numai a forţelor axiale totale, ci şi repartiţia specială a acestor forţe de-a lungul spirelor şi, în mod deosebit, de-a lungul înfăşurării. În lucrare se prezintă metodele de calcul şi măsură folosite, rezultatele obţinute şi anumite consideraţii privind reducerea forţelor axiale. Se indică aspecte din folosirea calculatoarelor în studiul forţelor axiale.

CZ 621.314.53.045.34

Opaschi, M. : **Comutatoarea cu înfăşurare suplimentară.**

Electrotehnica **15**, nr 10, oct 1967, p. 378–383

Se prezintă unele relaţii de calcul pentru proiectarea comutatoarei cu un singur indus cu înfăşurare suplimentară.

CZ 538.632 : 621.317.42.088.23

Şora, C. : **Asupra calculului unor mărimi referitoare la plăcile Hall dreptunghiulare, plecînd de la spectrul cîmpului electric.**

Electrotehnica **15**, nr 10, oct 1967, p. 384–386

Se stabilesc relaţiile de calcul pentru factorul de creştere, k_r, al rezistenţei electrice şi factorul de corecţie, G, al tensiunii Hall, plecînd de la spectrul cîmpului electric din placa Hall, reprezentat prin liniile echipotenţiale.

Pentru tînărul inginer

CZ 621.316.57.024.001.24

Truşcă, V. : **Observaţii privind calculul circuitului magnetic la contactoarele electromagnetice de curent continuu cu circuitul magnetic închis prin lagăre.**

Electrotehnica **15**, nr 10, oct 1967, p. 387–391

RECENZII 392–393
REFERATE 394–395
SCURTE ŞTIRI 395

Cu aparatul de sudare Kjellberg reușita este garantată

Înalta eficiență la sudarea prin topire, viteza mare de sudare, precum și valorile ridicate ale rezistenței cusăturilor sudate reprezintă cerințe actuale. Metodele moderne de sudare prezintă cele mai avantajoase posibilități.

Aparatul automat de sudare Kjellberg tip UT este un utilaj de mare capacitate. Poate fi folosit la sudare sub flux și mediu protector de gaze. Cu ajutorul său pot fi realizate cusături sudate cap la cap, cu sau fără pregătirea locului de sudură, precum și cusături de colț în poziție normală sau în baie ; de asemenea și sudură prin încărcare. Sînt posibile atît sudarea sîrmelor paralele — UP, cît și sudarea cu unul sau două brațe articulate. Siguranța deplasării pe suprafața piesei sau în lungul cusăturii, multiplele posibilități de reglare a capului de sudare față de piesă, interschimbabilitatea capului de sudură sînt caracteristici ale aparatelor de sudare Kjellberg.

Împreună cu transformatorul de sudură Kjellberg KW 700 VC se obține o instalație ideală de sudare.

Kjellberg

ELEKTRODEN & MASCHINEN GmbH IN VERWALTUNG DDR 798 FINSTERWALDE

În afară de aceste automate universale, livrăm aparate de sudare Kjellberg pentru toate metodele de sudare.

Vă rugăm cereți informații :

Kjellberg Elektroden & Maschinen GmbH in Verwaltung

Exportator :

Deutscher Innen — und Aussenhandel

Elektrotechnik

104 Berlin
Republica Democrată Germană

Cei interesați se pot adresa la:

Biroul tehnico-comercial
DIA Elektrotechnik la secția comercială din Ambasada R. D. G. din R. S. România
Calea Dorobanților 14
București

СОДЕРЖАНИЕ

DK 621.316.011.1/3 : 513 83 001 24

Петрояну, А.: **Топологический метод непосредственного определения узловой матрицы собственных и переносных сопротивлений электрических сетей.**

Electrotehnica 15, №. 10, окт. 1967, стр. 357–363

Описывается прямой синтезный метод узловой матрицы собственных и переносных сопротивлений, представляющий собой обратную узловой матрицы собственных и взаимных проводимостей, и который можно применять при разрешении некоторых физических проблем, проведенных математически путем дифференциальных уравнений с частичными производными.

Приводятся численные результаты, полученные для сетей различных типов, логические схемы программы, записанной на языке алгол и применяемое счетное оборудование.

DK 621.372.2.011.1 : 621.319.74

Арон, И.: **Исследование распространения электромагнитных волн через защитные обтекатели.**

Electrotehnica 15, №. 10, окт 1967, стр. 364–369

Проводится теоретический анализ пропуска электромагнитных волн через стены с плоскими параллельными поверхностями и условий, при которых защитные экраны антен оказывают минимальное влияние на излучаемыеволны. Уточняются некоторые данные относительно оптимизации геометрических форм в случае радиолокаторов, применяемых на летательных аппаратах.

DK 621.314.2.013.24 : 538.311

Кырстя, Д.: **Изучение распределение осевых сил в силовых трансформаторах.**

Electrotehnica 15, №. 10, окт. 1967, стр. 370–377

Для осуществления конструкции трансформаторов, стойких к нагрузке при коротком замыкании, необходимо знать не только общие осевые силы, но и специальное распределение этих сил вдоль витков, и главным образом, вдоль обмотки. В работе излагаются применяемые методы расчета и измерения, полученные результаты и некоторые соображения в связи с уменьшением осевых сил. Указываются аспекты применения счетных машин при изучении осевых сил.

DK 621.314.53.045.34

Опаски, М.: **Преобразователь с дополнительной обмоткой.**

Electrotehnica 15, №. 10, окт. 1967, стр. 378–383

Приводятся некоторые соотношения расчета для проектирования одноякорных преобразователей с дополнительной обмоткой,

DK 538.632 : 621.317.42. 088.23

Сора, К.: **О расчете некоторых величин прямоугольных пластин Холля, исходя из спектра электрического поля.**

Electrotehnica 15, №. 10, окт. 1967, стр. 384–386

Устанавливаются соотношения расчета для коэффициента увеличения k_r электрического сопротивления и поправочного коэффициента G напряжения Холля, исходя из спектра электрического поля пластины Холля, представленного эквипотенциальными линиями.

ДЛЯ МОЛОДЫХ ИНЖЕНЕРОВ

DK 621.316.57.024.001.24

Трушкэ, В.: **Замечания относительно расчета магнитопровода на электромагнитных контакторах постоянного тока с магнитной цепью, замкнутой подшипниками.**

Electrotehnica 15, №. 10, окт. 1967, стр. 387–391

РЕЦЕНЗИИ 392–393

ДОКЛАДЫ 394–395

КРАТКИЕ ИЗВЕСТИЯ 395

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.316.011. 1/3 : 513.83.001.24

Petroianu, A.: **Eine topologische Methode zur direkten Bestimmung der Knotenmatrizze der Eigen — und der Übergangsimpedanzen in elektrischen Netzen.**

Electrotehnica **15**, H. 10, Okt 1967, S. 357–363

Dargestellt wird eine direkte synthetische Methode der Eigen — und der Übertragungsimpedanzen — ausgedrückt durch den Umkehrungswert der Knotenmatrizze der Eigen- und der reziproken Admittanzen — welche zur Lösung gewisser physikalischen Aufgaben, die mathematisch durch Differentialgleichungen mit partiellen Ableitungen ausgedrückt werden, verwendet werden kann.

Es werden die für verschiedene Netztypen erhaltenen Zahlenresultate angegeben sowie logische Schemen des im ALGOL-Systhem ausgedrückten Programms einschlieslich der verwendeten Rechenhilfsmittel.

DK 621.372.2.011.1 : 621.319.74

Aron, I.: **Die Untersuchung der Fortpflanzung elektromagnetischer Wellen durch stromlinienförmige Schutzverkleidungen.**

Electrotehnica **15**, H. 10, Okt 1967, S. 364–369

Verfasser zeigt eine theoretische Untersuchung des Durchgangs von elektromagnetischen Wellen durch Wände mit planparallelen Oberflächen sowie der Bedingungen, unter denen die Schutzschirme der Antennen einen Mindesteinfluss auf die abgestrahlten Wellen haben. Man macht auch gewisse Hinweise auf die Vervollkommnung der geometrischen Formen im Fall der auf den Flugapparatur verwendeten Radoms.

DK 621.314.2.013.24 : 538.311

Cirstea, D.: **Die Verteilung der Achsialkräfte bei Leistungstransformatoren.**

Electrotehnica **15**, H. 10, Okt 1967, S. 370–377

Zur Herstellung von kurzschlussfesten Transformatoren muss man nicht nur die Gesamtachsialkräfte kennen, sondern auch deren Verteilung längs der Windungen und vor allem längs der Wicklung. Der Aufsatz zeigt die verwendeten Berechnungs- und Messmethoden, die erhaltenen Resultate sowie gewisse Betrachtungen bzgl. der Reduzierung der Achsialkräfte. Man zeigt Aspekte aus der Verwendung der Rechenmaschinen zur Untersuchung der Achsialkräfte.

DK 621.314.53.045.34

Opaschi, M.: **Kommutatoren mit Zusatzwicklung.**

Electrotehnica **15**, H. 10, Okt 1967, S. 378–383

Angegeben werden gewisse Berechnungshinweise zur Projektierung von Kommutatoren mit einem einzigen Anker mit Zusatzwicklung.

DK 538.632 : 621.317.42.088.23

Şora, C.: **Über die Berechnung gewissen Grössen bei rechteckigen Hallplatten, ausgehend vom Spektrum des elektrischen Feldes.**

Electrotehnica **15**, H. 10, Okt 1967, S. 384–386

Festgesetzt werden die Berechnungsrelationen für den Verstärkungsfaktor, k_r des elektrischen Widerstandes und den Korrektionsfaktor G der Hall-Spannung, ausgehend vom Spektrum des elektrischen Feldes aus der Hallplatte, welcher durch die äquipotentiallinien dargestellt wird.

Für der jungen Ingenieur

DK 621.316.57 : 024.001.24

Truşcă, V.: **Betrachtungen bzgl. des magnetischen Kreises bei elektromagnetischen Kontaktgebern für Gleichstrom, bei denen sich der magnetische Kreis durch die Lager schliesst.**

Electrotehnica **15**, H. 10, Okt 1967, S. 387–391

Buchbesprechungen 392–393

Referate 394–395

Kurznachrichten 395

CONTENTS

DC 621.316.011.1/3 : 513.83.001.24

Petroianu, A. : **A topological method for the direct determination of the nodal matrix of the proper and transfer impedances of electrical networks.**

Electrotehnica **15**, nr. 10, oct 1967, p. 357–363

The author presents a direct method for the synthesis of the nodal matrix of proper and transfer impedances — representing the reverse of the nodal matrix of the proper and reciprocal admittances — which can be used for solving some physical problems described mathematically by differential equations with partial derivatives.

The numerical results obtained for different types of networks, the logical scheme of the programme written in the ALGOL language and the calculus equipment used are also described.

DC 621.372.2.011.1 : 621.319.74

Aron, I. : **The study of the propagation of electromagnetic waves through protective fairings.**

Electrotehnica **15**, nr 10, oct 1967, p. 364–369

A theoretical analysis of the passage of electromagnetic waves through walls with parallel plane surfaces and of the conditions under which the protective screens of the aerials have a minimum influence on the radiated waves, is presented. Some references are made to the optimization of the geometric form in the case of the radom used on flight apparatus.

DC 621.314.2.013.24 : 538.311

Cîrstea, D. : **Studying the distribution of axial forces in power transformers.**

Electrotehnica **15**, nr. 10, oct 1967, p. 370–377

In order to produce transformers resistant to short-circuit strains it is necessary to know not only the total axial forces but also the special distribution of these forces along the turns and especially along the winding. The applied calculus and the measuring methods are presented as well as the results obtained and some considerations concerning the reduction of the axial forces. Some aspects concerning the utilisation of computers for studying the axial forces are also discussed.

DC 621.314.53.045.34

Opaschi, M. : **Computers with supplementary winding.**

Electrotehnica **15**, nr. 10, oct 1967, p. 378–383

Some calculus relations for the designing of converters with a single armature with supplementary winding are presented.

DC 538.632 : 621.317.42.088.23

Şora, C. : **Concerning the calculus of some magnitudes relating to the rectangular Hall plates starting from the electric field spectrum.**

Electrotehnica **15**, nr. 10, oct 1967, p. 384–386

The calculus relations are established for the increment factor k_r of the electric resistance and the correction factor G, of the Hall voltage, starting from the spectrum of the electric field in the Hall plate represented by equipotential lines.

THE YOUNG ENGINEER'S GUIDE

DC 621.316.57.024.001.24

Trușcă, V. : **Some observations regarding the calculus of the magnetic circuit in continuous current electromagnetic contactors with the magnetic circuit closed by bearings.**

Electrotehnica **15**, nr. 10, oct 1967, p. 387–391

REVIEWS 392–393

REPORTS 394–395

BRIEF NEWS 395

SOMMAIRE

CD 621.316.011.1/3 : 513.83.001.24

Petroianu, A. : **Une méthode topologique pour la détermination directe de la matrice nodale des impédances propres et de transfer des réseaux électriques.**

Electrotehnica **15**, no. 10, oct 1967, p. 357–363

On présente une méthode directe de synthèse de la matrice des impédances propres et de transfer, représentant l'inverse de la matrice nodale des admittances propres et réciproques, méthode qui peut être utilisée pour solutionner certains problèmes physiques décrits mathématiquement par des équations différentielles à dérivées partielles.

On décrit les résultats numériques obtenus pour divers types de réseaux, le schéma logique du programme écrit en language ALGOL ainsi que l'équipement de calcul utilisé.

CD 621.372.2.011.1 : 621.319.74

Aron, I. : **L'étude de la propagation des ondes électromagnétiques par carénages protecteurs.**

Electrotehnica **15**, no. 10, oct 1967, p. 364–369

On présente une analyse théorique du passage des ondes électromagnétiques par des parois à surfaces planes parallèles et des conditions dans lesquelles les écrans protecteurs des antennes ont une influence minime sur les ondes irradiées. On donne quelques références concernant l'optimisation des formes géométriques dans le cas des radomes utilisés sur les appareils de vol.

CD 621.314.2.013.24 : 538.311

Cîrstea, D. : **L'étude de la répartition des forces axiales dans les transformateurs de puissance.**

Electrotehnica **15**, no. 10, oct 1967, p. 370–377

Pour pouvoir réaliser la construction de transformateurs résistante aux sollicitations en court-circuit il est nécessaire de connaître non seulement les forces axiales totales, mais aussi la répartition spéciale de ces forces au long des spires et particulièrement au long de l'enroulement. Dans cet ouvrage on présente les méthodes de calcul et de mesurage utilisées, les résultats obtenus ainsi que certaines considérations concernant la diminution des forces axiales. On indique des aspects de l'utilisation des calculateurs pour l'étude des forces axiales.

CD 621.314.53.045.34

Opaschi, M. : **La commutatrice à enroulement supplémentaire.**

Electrotehnica **15**, no. 10, oct 1967, p. 378–383

On présente quelques relations de calcul pour l'élaboration du projet de la commutatrice à un seul induit et à enroulement supplémentaire.

CD 538.632 : 621.317.42.088.23

Şora, C. : **Le calcul de certaines valeurs se rapportant aux plaques Hall quadrangulaires, en partant du spectre du champ électrique.**

Electrotehnica **15**, no. 10, oct 1967, p. 384–386

On établit les relations de calcul pour le facteur d'accroissement k_r de la résistance électrique et le facteur de correction, G, de la tension Hall, en partant du spectre du champ électrique de la plaque Hall, représenté par des lignes équipotentielles.

POUR LE JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.316.57.024.001.24

Trușcă, V. : **Observations concernant le calcul du circuit magnétique aux contacteurs électromagnétiques de courant continu dont le circuit magnétique est fermé par des paliers.**

Electrotehnica **15**, no. 10, oct 1967, p. 387–391

COMPTES-RENDUS 392–393

RÉFÉRATS 394–395

BRÈVES COMMUNICATIONS 395

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 10 București, octombrie 1967

O metodă topologică de determinare directă a matricei nodale a impedanțelor proprii și de transfer a rețelelor electrice

Alexandru Petroianu * — București

CZ 621.316.011.1/3 : 513.83.001.24

Probleme din cele mai diferite domenii ale științei și tehnicii [1]—[5] duc la necesitatea rezolvării unor sisteme de ecuații diferențiale cu derivate parțiale.

Dacă însă continuumul fizic studiat este modelat printr-o mulțime de puncte discret distribuite în spațiu, atunci, ca rezultat al unei asemenea cuantificări, este posibilă aproximarea sistemului de ecuații diferențiale cu derivate parțiale printr-un sistem de ecuații algebrice liniare, a căror rezolvare constituie teoretic, cel puțin, o problemă obișnuită de algebră liniară.

Modelarea sistemului fizic studiat este cu atît mai fidelă cu cît numărul de puncte este mai mare, respectiv rețeaua — în care aceste puncte reprezintă noduri — este mai „fină".

„Prețul" unei asemenea precizii mărite îl constituie însă creșterea ordinului matricei sistemului de ecuații liniare, ceea ce, în final, poate duce la un volum de calcule prohibitiv, chiar în condițiile folosirii tehnicii moderne de calcul.

De aceea, găsirea unor metode rapide pentru soluționarea sistemelor de ecuații liniare specifice acestor rețele constituie o problemă actuală care impune colaborarea unor ramuri și discipline diferite.

Ne propunem a prezenta rezultatele aplicării unei metode specifice electrotehnicii la determinarea inversei unei matrice, metodă care s-a dovedit deosebit de eficientă, aplicată la sisteme de ecuații algebrice liniare ce modelează structuri ale rețelelor electrice și care se poate dovedi utilă și la rezolvarea sistemelor de ecuații diferențiale cu derivate parțiale.

Algoritmul de calcul a fost programat în limbaj ALGOL* și încercat cu bune rezultate pe calculatorul ELLIOTT 4120, instalat la Direcția sistemului energetic din Ministerul Energiei Electrice.

Metoda folosită

Sistemele algebrice liniare care aproximează sistemele de ecuații diferențiale cu derivate parțiale sînt caracterizate printr-o matrice constantă a coeficienților (ceea ce reflectă legăturile permanente între punctele în care a fost discretizat sistemul fizic), spre deosebire de vectorul cunoscutelor care poate lua diverse seturi de valori (ceea ce reflectă necesitatea studierii sistemului pentru condiții variabile la frontieră).

In asemenea cazuri, cea mai eficientă cale de rezolvare a sistemului de ecuații algebrice liniare care se poate scrie matriceal în forma :

$$Ax = b \qquad (1)$$

este aceea de a determina matricea inversă A^{-1} și de a se obține soluția prin înmulțirea matriceală :

$$x = A^{-1} \cdot b\,. \qquad (2)$$

Obținerea matricei A^{-1} prin una din cunoscutele metode de inversare prezintă următoarele dezavantaje :

— un număr mare de operații matematice (în general proporțional cu cubul ordinului matricei) ;

— necesitatea stocării în memorie a unui număr însemnat de date (proporțional cu pătratul ordinului matricei), deși din acestea, ca urmare a faptului că nodurile sînt conectate

* Ing. *A. Petroianu* este șeful serviciului calcule din direcția sistemului energetic — M.E.E.

* Programul în ALGOL a fost scris de matematician M. Duma.

numai cu cele nemijlocit învecinate, majoritatea sînt nule și reprezintă informații redundante*.

Dacă considerăm o rețea N cu $n+1$ noduri (între care și un nod considerat drept referință), putem concepe o corespondență biunivocă între elementele de indice ij ale matricei n — dimensionale simetrice A și admitanțele de legătură între nodurile ij ale rețelei pasive și reciproce N.

În acest caz, problema inversării matricei A poate fi interpretată ca o problemă a inversării matricei nodale a admitanțelor proprii și reciproce a rețelei N sau, ceea ce este echivalent, ca o problemă a determinării matricei nodale a impedanțelor proprii și de transfer.

Determinarea matricei nodale a impedanțelor proprii și de transfer $[Z]$ se poate obține fie din matricea nodală a admitanțelor proprii și de transfer $[Y]$, fie pe o cale directă utilizînd numai impedanțele de legătură dintre noduri.

În acest sens, determinarea elementelor matricei A^{-1} este interpretată ca fiind o metodă directă de sinteză a acestora, într-un spațiu topologic n — dimensional al perechilor de noduri sau al circuitelor deschise (dintre cele n noduri și nodul de referință), din inversele elementelor componente nediagonale ale matricei A [6], [7].

Inversele elementelor matricei A sînt interpretate ca impedanțe de legătură ale rețelei N.

Fiind o metodă care ține seamă de topologia rețelei model, numărul de operații matematice efectuate este mult inferior celui necesitat de metodele obișnuite de inversare, fiind proporțional numai cu pătratul ordinului matricei [8].

Din punctul de vedere al solicitării memoriei calculatorului, metoda este de asemenea eficientă, deoarece nu necesită decît stocarea matricei A^{-1} calculate.

Construirea matricei A^{-1}, în interpretarea unei matrici nodale a impedanțelor proprii și de transfer, se efectuează prin conectarea succesivă a ramurilor rețelei, pornindu-se de la un nod de referință (căruia i s-a atribuit numărul zero) și parcurgîndu-se succesiv toate ramurile în ordinea crescătoare numerotării nodurilor.

Metoda impune ca restricție o astfel de numărătoare a nodurilor încît cele „b" subgrafuri, care apar cu fiecare nouă conexiune a uneia din cele „b" ramuri, să rămînă conexe.

Programul de calcul, a cărui schemă logică este dată în figura 1, are două părți distincte corespunzătoare celor două cazuri posibile la conectarea unei noi ramuri :

— conectarea ramurii „$i-j$" duce la apariția unui nou nod „j"; ordinul matricei construite pînă la pasul respectiv se majorează cu o unitate, iar matricea se bordează cu o coloană și un rînd „j" care repetă coloana și rîndul „i". Elementul diagonal „j" este egal cu elementul diagonal „i" la care se adaugă impedanța ramurii „$i-j$";

— conectarea ramurii „$i-j$" duce la apariția unui nou circuit independent; matricea construită pînă la pasul respectiv se bordează cu o

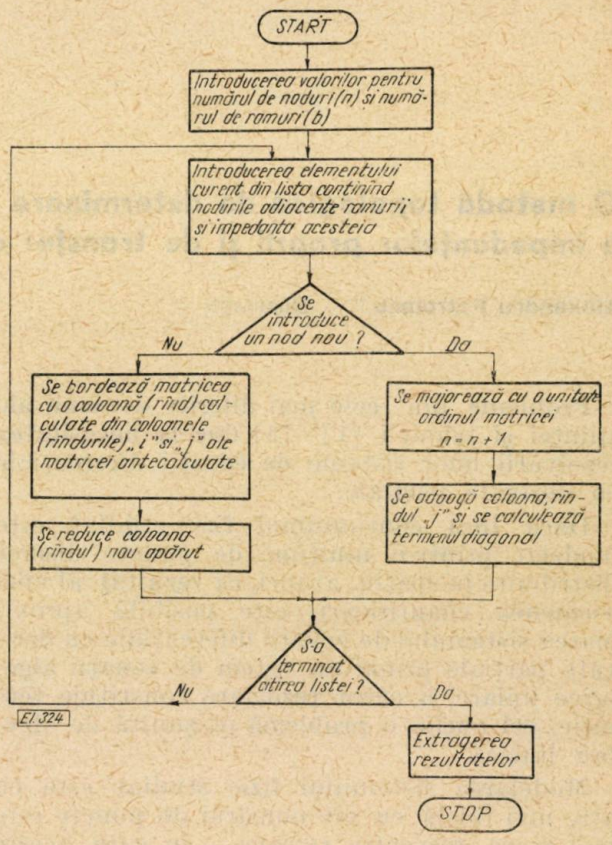


Fig. 1

coloană și un rînd care reprezintă diferența coloanelor, respectiv rîndurilor „i" și „j".

Ulterior, coloana și rîndul nou apărute se elimină cu ajutorul formulei de eliminare Kron, cunoscută în calculul numeric ca formula Sherman-Morrison [9].

Algoritmul acestei metode directe de construire a inversei unei matrice a fost scris în limbajul automat de programare 4100 ALGOL, care reprezintă o submulțime a limbajului internațional ALGOL-60.

Calculul matricei A^{-1} în conceptul unei matrice nodale a impedanțelor proprii și de transfer pentru rețele caracterizate de matrice tridiagonale [10]—[12], matrice complexe, matrice complexe simetrice, matrice reale simetrice, pentru rețele posedînd structuri simetrice, precum și pentru rețele tip mozaic (reprezentînd proiecții în plan ale unor politopi regulați) [13]—[16], a permis verificarea numerică a unor relații topologice interesante (anexa : Ma-

* Necesitatea stocării elementelor nule ale matricei A poate fi eliminată, dar în acest caz algoritmul de calcul se complică.

tricea nodală a impedanţelor proprii şi reciproce calculată pentru diverse structuri de reţele electrice).

Astfel, formulele (3), (4), valabile pentru structuri simetrice ale unor reţele, exprimă relaţiile dintre impedanţa măsurată la bornele unei legături întrerupte (aşa-numita „across impedance"), numărul de noduri, gradul nodului (numărul de ramuri incidente) şi admitanţele reţelei :

$$Z_i = \frac{2(N-1)}{f.N}; \qquad (3)$$

$$\Sigma Z_i\, y_i = N-1. \qquad (4)$$

Pentru reţele cu număr mare dar finit de noduri, determinarea matricei $[Z]$ a permis verificarea, cu suficientă exactitate, a unor valori numerice indicate de autori ca R.M. Foster şi M.B. Reed [17], [18] pentru reţele cu număr infinit de noduri.

În continuare s-au studiat matrice $[Z]$ pentru reţele cuprinzînd autotransformatoare cu coeficient complex de transformare (reglaj longo-transversal), ceea ce permite abordarea problemelor modelate matematic cu ajutorul matricelor nesimetrice [19].

Descrierea calculatorului cifric ELLIOTT 4120

Calculatorul ELLIOTT 4120 constituie un sistem complex de prelucrare numerică a informaţiilor cu caracter tehnic, ştiinţific sau de gestiune.

Această gamă largă de utilizare se obţine prin conectarea, la unitatea centrală, a unei diversităţi de echipamente periferice dintre care la ora actuală există un lector de bandă perforată (viteza maximă — 1 000 caractere/s), un perforator de bandă perforată (viteza maximă — 110 caractere/s), şi o maşină de scris de control (viteza maximă — 15,5 caractere/s).

Unitatea centrală de calcul este de tip paralel, binar şi lucrează în mod asincron.

Lungimea cuvîntului este de 24 biţi, ceea ce permite reprezentarea numerelor întregi în domeniul — 8388608 ÷ 8388607, iar al celor reale în domeniul — $5{,}8.10^{76} \div 5{,}8.10^{76}$.

Calculatorul efectuează atît operaţii în virgulă fixă (prin instrucţiuni cablate), cît şi operaţii în virgulă mobilă (prin subprogram) şi aparţine clasei medii de calculatoare.

Memoria pe ferite are în momentul de faţă o capacitate de 16 K şi va fi extinsă în viitorul apropiat la 32 K. Timpul de acces la memoria pe ferite este de 6 μs.

Construcţia calculatorului este transistorizată şi utilizează elemente semiconductoare cu siliciu.

Calculatorul se remarcă printr-un cod bogat de instrucţiuni (aproximativ 400) şi printr-un sistem extins şi foarte complex de programe ajutătoare (programe de compilare, programe de testare, programe diagnostic, programe de transfer a informaţiilor etc., etc.).

Eficienţa programării este asigurată prin posibilitatea utilizării limbajului simbolic (NAL) şi a limbajelor automate (ALGOL şi FORTRAN).

Calculele matricei A^{-1} de ordin pînă la 40×40, inclusiv extragerea rezultatelor cu o precizie de opt zecimale, s-au efectuat, practic în cîteva minute, dovedind astfel eficacitatea metodei şi caracteristicile avansate ale calculatorului.

APLICAŢIE

Sinteza matricei impedanţelor proprii şi de transfer pentru o reţea elementară cu graf de tip triunghi

Ne propunem construirea matricei $[Z]$ pentru exemplificarea algoritmului de calcul, în cazul unei reţele de structură simplă, tip triunghi, ale cărei impedanţe de legături între noduri sînt egale cu 1Ω.

Se porneşte de la nodul de referinţă numerotat cu „0".

Pasul 1 — conectarea ramurii 0—1

Conectarea ramurii 0—1 duce la apariţia unui nou nod ($j = 1$); ordinul matricei $[Z]$, care pînă la conectarea ramurii era nul, se majorează cu o unitate, respectiv devine unu.

Matricea $[Z]$ are un singur element, cel diagonal, care este egal, în cazul de faţă, cu impedanţa ramurii adăugate :

$$[Z] = \overset{1}{1}\ [1].$$

Pasul 2 — conectarea ramurii 1—2

Conectarea ramurii 1—2, de asemenea, duce la apariţia unui nod nou ($j = 2$); ordinul matricei $[Z]$, care pînă la conectarea ramurii era unitar, se majorează cu o unitate obţinînd o matrice 2×2.

Noua matrice se obţine bordînd matricea anterioară cu o coloană şi un rînd ce repetă coloana, rîndul anterior; elementul diagonal 2—2 se obţine adăugînd la elementul diagonal 1-1 impedanţa noii ramuri.

Obţinem astfel :

$$[Z] = \begin{array}{c} \\ 1 \\ 2 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cc} 1 & 2 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \end{array}.$$

Pasul 3 — conectarea ramurii 0—2

Conectarea ramurii 0—2 nu duce la apariţia unui nod nou, ci la apariţia unui circuit independent 0—1—2.

Şi în acest caz noua matrice se obţine bordînd matricea anterioară cu o coloană şi un rînd.

Coloana (rîndul) este calculată ca diferenţe ale coloanelor (rîndurilor) corespunzătoare indicilor nodurilor 0 şi 2 din vechea matrice.

Deoarece nu am avut coloană (rînd) 0, noua coloană (rînd) va fi coloana (rîndul) 2 din vechea matrice cu semn schimbat.

Elementul diagonal (Z_{LL}) se calculează conform formulei :

$$Z_{LL} = -Z_{Lj} + Z_{ij} = -Z_{L2} + Z_{02}.$$

Efectuînd operaţiile numerice, obţinem :

$$[Z] = \begin{array}{c} \\ 1 \\ 2 \\ L \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} 1 & 2 & L \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & 2 & -1 \\ -1 & -2 & 3 \end{bmatrix} \end{array}$$

În continuare efectuăm eliminarea coloanei (rîndului) nou apărută conform formulei :

$$Z_{ij_{nou}} = Z_{ij_{vechi}} - \frac{Z_{Li}\, Z_{Lj}}{Z_{LL}}.$$

De exemplu : $Z_{11\ nou} = Z_{11\ vec'i} - \frac{Z_{L1} Z_{1L}}{Z_{LL}} =$

$$= 1 - \frac{(-1)(-1)}{3} = 0.666\,666\,67.$$

În final, obținem matricea :

$$[Z] = \begin{array}{|c|c|} \hline 0.666\ 666\ 67 & 0.333\ 333\ 33 \\ \hline 0.333\ 333\ 33 & 0.666\ 666\ 67 \\ \hline \end{array}$$

care reprezintă matricea impedanțelor proprii și de transfer a rețelei studiate.

Bibliografie

[1] *Kron, G.* A generalization of the calculus of finite differences to nonuniformly spaced variables. In : Comm. and Electronics, sept 1958.

[2] *Kron, G.* Equivalent Circuits of compressible and incompressible fluid flow fields. In : J. of the Aeronautical Sciences, vol. **12**, nr. 2, apr 1945.

[3] *Kron, G.* Electric Circuits models of the nuclear reactor. In : Comm. and Electronics, 1954.

[4] *Bunea, V.* Soluționarea ecuațiilor lui Maxwell în medii conductoare liniare și feromagnetice. In : Electrotehnica, nr. 10, oct 1966.

[5] *Tetelbaum, I. M.* Elektricescoe modelirovanie. GIFML, 1959.

[6] *El-Abiad.* Digital calculation of line to ground short-circuit by matrix method. In : ALEE Trans, vol. **79** pr. III, iunie 1960.

[7] *Hrusciova, E. V.* Rasciot odnofaznovo korotkovo zamăkania v energosistemah USSR na ț.v.m. URAL-2. In : Energhetica i el. tehniceskaia prom., nr. 1, 1965.

[8] *Householder, A. S.* Linear equations and the inversion of matrices. Mathematical Par el Progress Report, for period march 1.1957 to aug 31, 1958, ORNL—2652.

[9] *Huard, P.* Méthode de Kron. Deuxième Congrés de l'Association française du calcul et de traitement de l'Information AFCALTI.

[10] *Robert, J.* Note sur le calcul des réseaux en échelle. In : L'Onde électrique, t. **XLIV**, nr. 445, aprilie 1964.

[11] *Chuan, C. Feng.* Flow graph solutions of band matrix problems. In : J. Engineering Mechanics Division Proceedings of the American Society of Civil Engrs., vol. **92**, nr. EM1, feb 1966.

[12] *Idelcic, V. I.* Rasciot staționarnovo regima energheticeskih, sistem pri zapisi matriță provodimostei seti Y v forme blizkoi k kvazitriohdiagonalnoi. Izv. Ak. Nauc SSSR Energhetica i Transport, nr. 6, 1963.

[13] *Coxeter, H.S.M.* Regular Polytops. London, 1948.

[14] *Spillers, W. R.* Network techniques applied to structures. In : The Matrix and Tensor Quarterly, vol. **15**, nr. 2, dec 1964.

[15] *Prabhakar, A.* Infinite networks on a plane. In : Electronic Engrg. vol. **35**, nr. 829, dec 1963.

[16] *Liusternik, L. A.* Vâpuklăe figură i mnogogranniki. Gostehizdat, 1956.

[17] *Foster, R. M.* An extension of a network theorem. In : IRE Trans. Circ. Theory, nr. 1, martie 1961.

[18] *Reed, M. B.* Generalized mesh and node system of equations. In : IRE, Trans. Circ. Theory, nr. 2, iunie 1955.

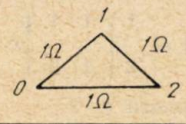
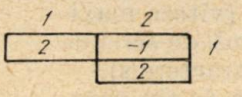
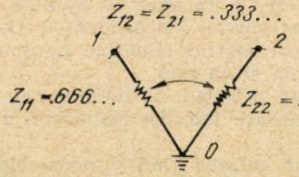
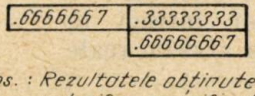
[19] *Petroianu, A.* Prezentarea unui algoritm de sinteză a matricei nodale a impedanțelor proprii și reciproce. Programarea acestui algoritm în limbajul automat ALGOL pe calculatorul ELLIOTT 4120. Comunicare la a XIII-a sesiune de comunicări a Institutului de energetică al Academiei Republicii Socialiste România, 1967.

Intrat în redacție la 5.IV.1967

Anexa 1

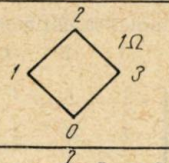
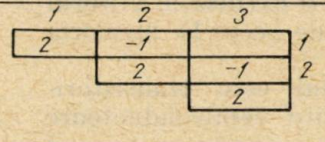
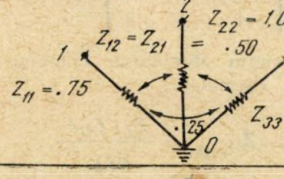
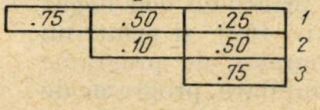
Matricea nodală a impedanțelor proprii și reciproce calculată pentru diverse structuri de rețele electrice

*Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N-1 = 2; b = 3; k = 1; f = 2; structură simetrică *)*

Graful rețelei	Triunghi 	Matricea (Y)	 N = nr. total de noduri b = nr. total de ramuri k = nr. total circuite independente f = gradul
Schema echivalentă		Matricea (Z)	 $Z_{11} = Z_{22} = \frac{2(N-1)}{f.N} Z = \frac{2.2.}{2.3} = .66.... 67$ (17) Obs. : Rezultatele obținute la calculator sînt scrise cu primele opt cifre semnificative după punctul (virgula) zecimală

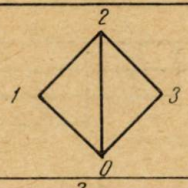
*) Schemele notate cu asterisc corespund grafurilor euleriene (gradul fiecărui vertex este un număr par)

*Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N-1 = 3; b = 4; k = 1; f = 2; structură simetrică *)*

Graful rețelei	Pătrat 	Matricea (Y)	
Schema echivalentă		Matricea (Z)	 $Z_{11} = Z_{33} = \frac{2(N-1)}{f.N} . Z =$ $2 . \frac{4-1}{2.4} . 1 = \frac{3}{4} = .75$

Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N-1 = 3 ; b = 5 ; k = 2 ; structură nesimetrică

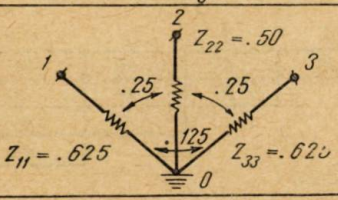
Graful rețelei



Matricea (Y)

	1	2	3
1	2	-1	
2		3	-1
3			2

Schema echivalentă



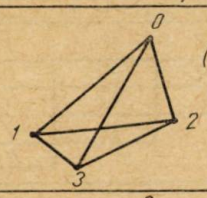
Matricea (Z)

	1	2	3
1	.625	.25	.125
2		.50	.25
3			.625

$Z_i Y_i = 4 \times .625 + .5 = 3 = N-1$ (17)

Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N-1 = 3 ; b = 6 ; k = 3 ; f = 3 ; structură simetrică

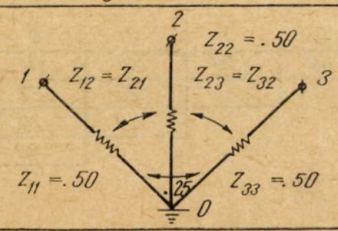
Graful rețelei



Matricea (Y)

	1	2	3
1	3	-1	-1
2		3	-1
3			3

Schema echivalentă



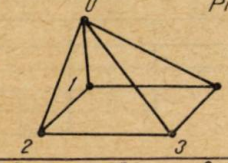
Matricea (Z)

	1	2	3
1	.50	.25	.25
2		.50	.25
3			.50

$Z_{11} = Z_{22} = Z_{23} = \frac{2(N-1)}{f.N} = 2.\frac{(4-1)}{3.4} = .50$

Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N-1 = 4 ; b = 8 ; k = 4 ; structură nesimetrică

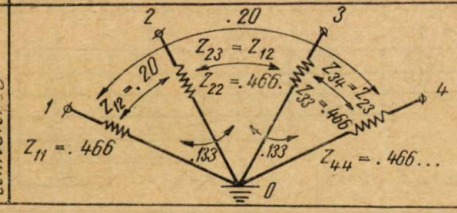
Graful rețelei



Matricea (Y)

	1	2	3	4
1	3	-1	•	-1
2		3	-1	•
3			3	-1
4				3

Schema echivalentă

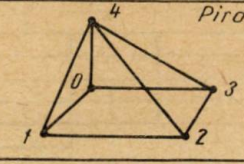


Matricea (Z)

	1	2	3	4
1	.46666667	.20	.13333333	.20
2		.46666667	.20	.13333333
3			.46666667	.20
4				.46666667

Caracteristicile topologice ale retelei : n = N-1 = 4 ; b = 8 ; k = 4 ; structură nesimetrică

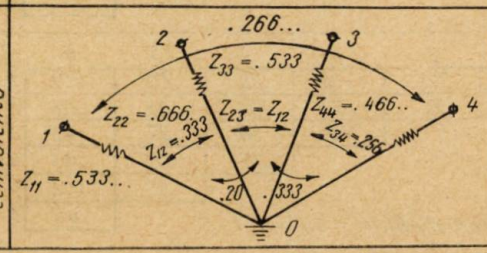
Graful rețelei



Matricea (Y)

	1	2	3	4
1	3	-1	•	-1
2		3	-1	•
3			3	-1
4				4

Schema echivalentă



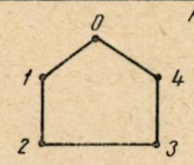
Matricea (Z)

	1	2	3	4
1	.53333333	.33333333	.20	.26666666
2		.66666667	.33333333	.33333333
3			53333333	.26666667
4				46666667

$Z_i Y_i = 4 * .46666667 + 4 * .53333333 = 4 = N-1 = 5-1 = 4$

Caracteristicile topologice ale rețelei : $n = N-1 = 4$; $b = 5$; $k = 1$ *)

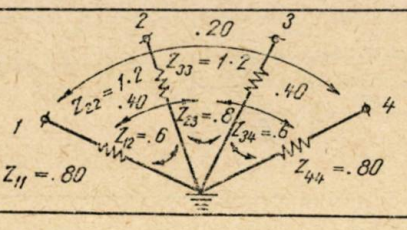
Graful rețelei — Pentagon



Matriceo (Y)

	1	2	3	4	
1	2	-1	.	.	1
2		2	-1		2
3			2	-1	3
4				2	4

Schema echivalentă



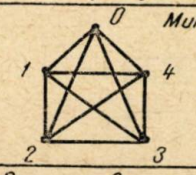
Matriceo (Z)

	1	2	3	4	
1	.80	.60	.40	.20	1
2		1.20	.80	.40	2
3			1.20	.60	3
4				.80	

$$Z_{11} = Z_{44} = \frac{N-1}{b} Z = \frac{4}{5} = .80$$

Caracteristicile topologice ale rețelei : $n = N-1 = 4$; $b = 10$; $f = 4$ *)

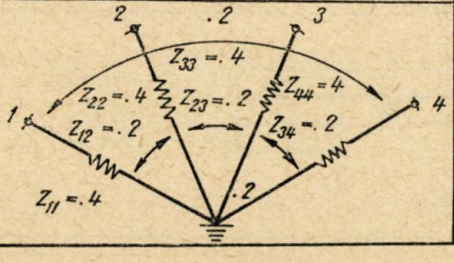
Graful rețelei — Multipol complet (5-pol complet)



Matriceo (Y)

	1	2	3	4	
1	4	-1	-1	-1	1
2		4	-1	-1	2
3			4	-1	3
4				4	4

Schema echivalentă



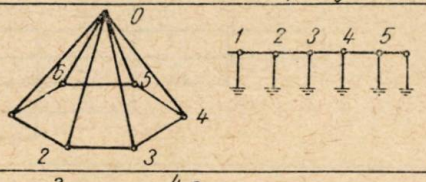
Matriceo (Z)

	1	2	3	4	
1	.40	.20	.20	.20	1
2		.40	.20	.20	2
3			.40	.20	3
4				.40	4

$$Z_{11} = \frac{2.(N-2)}{(f-1)N} = \frac{2.(5-2)}{(4-1)5} = \frac{2.3}{3.5} = .4 \quad (17)$$

Caracteristicile topologice ale rețelei : $n = N-1 = 6$; $b = 12$; $k = 6$

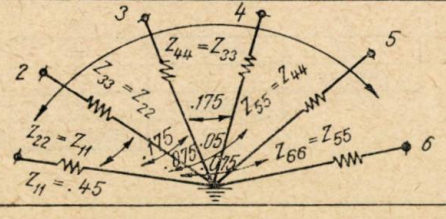
Graful rețelei



Matriceo (Y)

	1	2	3	4	5	6	
1	3	-1					1
2		3	-1				2
3			3	-1			3
4				3	-1		4
5					3	-1	5
6						3	6

Schema echivalentă



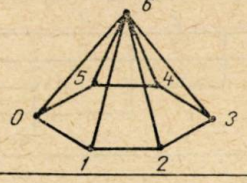
Matriceo (Z)

	1	2	3	4	5	6	
1	.45	.175	.075	.05	.075	.175	1
2		.45	.175	.075	.05	.075	2
3			.45	.175	.075	.05	3
4				.45	.175	.075	4
5					.45	.175	5
6						.45	6

$Z_i Y_i = 6 * .45 + 6 * .55 = 6(.45 + .55) = N-1 = 6$

Caracteristicile topologice ale rețelei : $n = N-1 = 6$; $b = 12$; $k = 6$

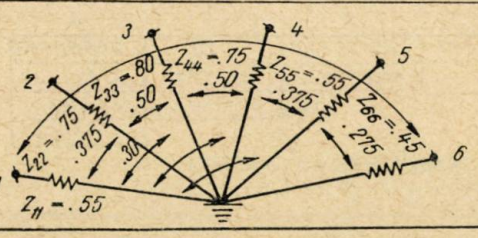
Graful rețelei



Matriceo (Y)

	1	2	3	4	5	6	
1	3	-1				-1	1
2		3	-1			-1	2
3			3	-1		-1	3
4				3	-1	-1	4
5					3	-1	5
6						6	6

Schema echivalentă



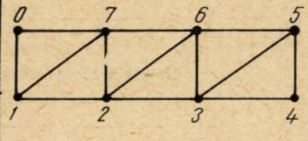
Matriceo (Z)

	1	2	3	4	5	6	
1	.55	.375	.30	.25	.175	.275	1
2		.75	.50	.375	.25	.375	2
3			.80	.50	.30	.40	3
4				.75	.375	.375	4
5					.55	.275	5
6						.45	6

$Z_i Y_i = 6 * .45 + 6 * .55 = 6(.45 + .55) = N-1 = 6$

Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N − 1 = 7 ; b = 13 ; k = 6

Graful rețelei



Matriceo (Y)

1	2	3	4	5	6	7	
3	-1					-1	1
	4	-1			-1	-1	2
		4	-1	-1	-1		3
			2	-1			4
				3	-1		5
					4	-1	6
						4	7

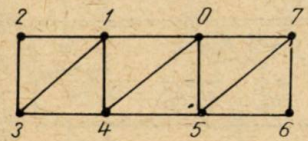
Schema echivalentă

Matriceo (Z)

1	2	3	4	5	6	7	
.61803714	.47214854	.45092838	.44827586	.44562334	.43766578	.38196286	1
	.888594	.80371353	.79310345	.78249337	.75066313	.52785145	2
		1.2732095	1.2068966	1.1405836	.94164456	.54907162	3
			1.7586207	1.3103448	.96551724	.55172414	4
				1.4801061	.98938992	.55437666	5
					1.0610080	.56233422	6
						.61803714	7

Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N − 1 = 7 ; b = 13 ; k = 6

Graful rețelei



Matriceo (Y)

1	2	3	4	5	6	7	
4	-1	-1	-1				1
	2	-1					2
		3	-1				3
			4	-1			4
				4	-1	-1	5
					2	-1	6
						3	7

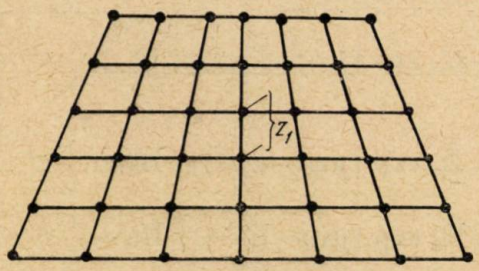
Schema echivalentă

Matriceo (Z)

1	2	3	4	5	6	7	
.55437666	.49867374	.44297082	.27586207	.10610080	.08488064	.06366048	1
	1.0610080	.62334218	.31034483	.11936340	.09549072	.07161804	2
		.80371353	.34482759	.13262599	.10610080	.07957560	3
			.44827586	.17241379	.13793103	.10344828	4
				.45092838	.36074271	.27055703	5
					.88859416	.41644562	6
						.56233422	7

Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N − 1 = 41 ; b = 70 ; k = 30 ;

Graful rețelei



(4,4) − edron

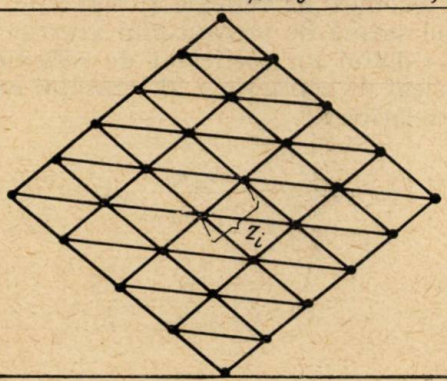
Pentru rețea plasă infinită de acest tip (rețea tip Poisson sau latice uniform dreptunghiulară)

Z_i = .5 (17, 18)

Pentru această rețea finită s-au găsit valori de Z_i = .51265762 în urma determinării matricei nodale a impedanțelor proprii și de transfer de ordin 41

Caracteristicile topologice ale rețelei : n = N − 1 = 29 ; b = 69 ; k = 40

Graful rețelei



(3,6) − edron

Pentru o rețea plasă infinită de acest tip (latice uniform triunghiulară) Z_i = .33333333 (17, 18)

Pentru această rețea finită s-au găsit valori de: Z_i = .34932938 în urma determinării matricei nodale a impedanțelor proprii și de transfer de ordin 29

Studiul propagării undelor electromagnetice prin carenaje protectoare

Ioan Aron * — București

CZ 621.372.2.011.1.621.319.7

Antenele utilizate la bordul aparatelor de zbor sînt protejate cu ajutorul unor carenaje numite radomuri; geometria lor și materialele de construcție se aleg din considerente de ordin mecanic, termic, aerodinamic și electromagnetic [1], [4]. Datorită vitezelor mari de zbor, radomurile sînt supuse la solicitări mecanice importante, factori de care trebuie să se țină seamă la dimensionarea lor. Forma geometrică se alege astfel încît să asigure o rezistență aerodinamică minimă [1].

Din punct de vedere electromagnetic, la proiectarea unui radom apar condiții restrictive suplimentare. Fasciculul de unde radiat de antenă, căzînd sub un unghi de incidență oarecare pe suprafața interioară a radomului, este în parte reflectat. Din această cauză, caracteristica de directivitate a sistemului radiant se schimbă: pot apărea lobi suplimentari, iar intensitatea undei transmise se modifică. În anumite condiții, datorită reflexiei, se pot recepționa semnale neunivoce, fapt care produce dificultăți de interpretare.

Dintre problemele menționate, o importanță deosebită prezintă și propagarea undelor prin pereții radomului. În acest articol se prezintă un studiu teoretic privind influența variației unghiului de incidență, a grosimii radomului și a proprietăților electrice ale materialelor utilizate asupra trecerii undelor electromagnetice.

Reflexia și refracția undelor la trecerea prin pereți cu suprafețe plane și paralele

Problema trecerii undelor electromagnetice prin pereții unui radom poate fi rezolvată prin metode cunoscute dacă se reduce la cazul unui strat dielectric, delimitat de două suprafețe plane, paralele și infinite. Mediile care mărginesc stratul de ambele părți sînt, practic, identice: aerul. Unda incidentă este radiată în mediul 1 caracterizat prin parametrii: $\varepsilon_1 = \varepsilon_0$, $\mu_1 = \mu_0$, $\gamma_1 = 0$. Considerăm că pereții radomului sînt confecționați din material dielectric ideal, care constituie mediul 2 caracterizat prin parametrii: $\varepsilon_2 \neq \varepsilon_0$, $\mu_2 = \mu_0$, $\gamma_2 = 0$. În sfîrșit, mediul 3 fiind tot aer, parametrii lui sînt: $\varepsilon_3 = \varepsilon_0$, $\mu_3 = \mu_0$, $\gamma_3 = 0$ (fig. 1). Fie θ^i_{12}, θ^i_{23} și θ^i_{21} unghiurile de incidență pe suprafețele Π_{12} și Π_{23}; θ^r_{21}, θ^r_{32} și θ^r_{23} unghiurile de reflexie pe aceleași suprafețe; θ^t_{12}, θ^t_{23} și θ^t_{21} unghiurile de refracție la trecerea dintr-un mediu în altul. Notăm amplitudinile undelor incidente cu $\hat{E}^i_{12}$, $\hat{E}^i_{21}$ și $\hat{E}^i_{23}$, ale undelor reflectate cu $\hat{E}^r_{21}$, $\hat{E}^r_{23}$ și $\hat{E}^r_{32}$, ale undelor refractate cu $\hat{E}^t_{12}$, $\hat{E}^t_{23}$ și $\hat{E}^t_{21}$. Cîmpurile electrice și magnetice

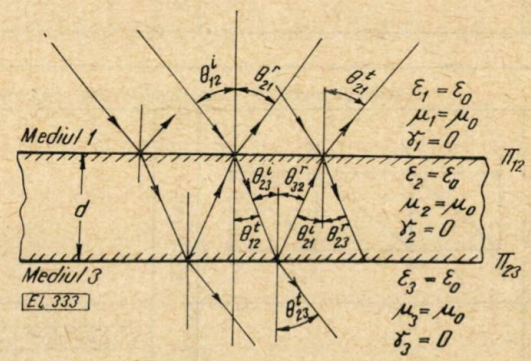


Fig. 1. Reflexia și refracția undelor pe un strat dielectric.

din care sînt constituite aceste unde se pot exprima în complex nesimplificat sub forma:

$$\left.\begin{aligned}
&\dot{\bar{E}}^i_{12} = \underline{\hat{E}}^i_{12} \exp\,[j(\omega t - \bar{k}_1 \cdot \bar{r})];\quad \dot{\bar{H}}^i_{12} = \frac{1}{\zeta_1}\bar{s} \times \dot{\bar{E}}^i_{12}\\
&\dot{\bar{E}}^r_{21} = \underline{\hat{E}}^r_{12} \exp\,[j(\omega t + \bar{k}'_1 \cdot \bar{r})];\quad \dot{\bar{H}}^r_{21} = \frac{1}{\zeta_1}\bar{s}' \times \dot{\bar{E}}^r_{21}\\
&\dot{\bar{E}}^t_{12} = \underline{\hat{E}}^t_{12} \exp\,[j(\omega t - \bar{k}_2 \cdot \bar{r})];\quad \dot{\bar{H}}^t_{12} = \frac{1}{\zeta_2}\bar{s}'' \times \dot{\bar{E}}^t_{12}
\end{aligned}\right\} \quad (1)$$

$$\left.\begin{aligned}
&\dot{\bar{E}}^i_{23} = \underline{\hat{E}}^i_{23} \exp\,[j(\omega t - \bar{k}_2 \cdot \bar{r})];\quad \dot{\bar{H}}^i_{23} = \frac{1}{\zeta_2}\bar{s}'' \times \dot{\bar{E}}^i_{23}\\
&\dot{\bar{E}}^r_{32} = \underline{\hat{E}}^r_{32} \exp\,[j(\omega t + \bar{k}'_2 \cdot \bar{r})];\quad \dot{\bar{H}}^r_{32} = \frac{1}{\zeta_2}\bar{s}''' \times \dot{\bar{E}}^i_{32}\\
&\dot{\bar{E}}^t_{23} = \underline{\hat{E}}^t_{23} \exp\,[j(\omega t - \bar{k}_3 \cdot \bar{r})];\quad \dot{\bar{H}}^t_{23} = \frac{1}{\zeta_3}\bar{s} \times \dot{\bar{E}}^t_{23}
\end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Pe suprafețele Π_{12} și Π_{23}, undele sînt supuse unui fenomen de reflexie și refracție multiplă. Ținînd seamă de mecanismul acestui fenomen, se pot defini un coeficient de reflexie ρ și un coeficient de refracție τ al stratului considerat, prin relațiile:

$$\underline{\rho} = \rho_{12} + \frac{\tau_{12}\,\tau_{21}}{1 + \rho_{12}\,\underline{\rho}_{23}}\,\underline{\rho}_{23} = \frac{\hat{E}^r_1}{\hat{E}^i_{12}}; \quad (3)$$

$$\underline{\tau} = \frac{\tau_{12}\,\underline{\tau}_{23}}{1 + \rho_{12}\,\underline{\rho}_{23}} = \frac{\hat{E}^t_3}{\hat{E}^i_{12}}, \quad (4)$$

* Dr. ing. *I. Aron* lucrează în cadrul A.M.G.

în care apar coeficienții de reflexie ρ_{ij} și refracție τ_{ij} corespunzători trecerii undelor între mediile 1 și 2, respectiv 2 și 3. Mărimile $\hat{E}_1^r$ și $\hat{E}_3^t$ reprezintă amplitudinile rezultante ale cîmpului electric reflectat și ale celui refractat. Expresiile acestor coeficienți se determină din condițiile de trecere pe suprafețele de separație Π_{12} și Π_{23} și diferă în funcție de tipul polarizării undelor.

Din teoremele reflexiei și refracției, ținînd seamă că mediile 1 și 3 sînt identice, rezultă egalitățile: $\theta_{12}^i = \theta_{23}^r = \theta_{21}^r = \theta_{21}^t = \theta_1$; $\theta_{12}^t = \theta_{23}^i = \theta_{32}^r = \theta_{21}^i = \theta_{23}^r = \theta_2$; $\sin\theta_1 = \sqrt{\varepsilon_{r2}}\sin\theta_2 = n\sin\theta_2$.

Cazul undelor polarizate perpendicular. Din condițiile de trecere pe suprafața Π_{12} pe care $\bar{r} = 0$, aplicate relațiilor (1), se obține:

$$\left.\begin{aligned} \rho_{12}^{\perp} &= \frac{\zeta_2\cos\theta_1 - \zeta_1\cos\theta_2}{\zeta_1\cos\theta_2 + \zeta_2\cos\theta_1} = \frac{N-1}{N+1} \\ \tau_{12}^{\perp} &= \frac{2\zeta_2\cos\theta_1}{\zeta_1\cos\theta_2 + \zeta_2\cos\theta_1} = \frac{2N}{N+1} \end{aligned}\right\}, \quad (5)$$

în care:

$$N = \cos\theta_1/\sqrt{n^2 - \sin^2\theta_1}. \quad (6)$$

Pe suprafața de separație Π_{23} (fig. 2), condițiile de trecere se scriu sub forma:

$$\hat{E}_{23}^i \exp(-jk_2\bar{s}''\cdot\bar{r}') + \hat{E}_{32}^r \exp(-jk_2\bar{s}'''\cdot\bar{r}') = \hat{E}_{23}^t \exp(-jk_1\bar{s}\cdot\bar{r}');$$

$$\hat{E}_{23}^i \exp(-jk_2\bar{s}''\cdot\bar{r}') - \hat{E}_{32}^r \exp(-jk_2\bar{s}'''\cdot\bar{r}') = \frac{\cos\theta_1}{\cos\theta_2}\frac{\zeta_2}{\zeta_1}\hat{E}_{23}^t \exp(-jk_1\bar{s}\cdot\bar{r}'), \quad (6.a)$$

în care s-a ținut seamă că $\zeta_1 = \zeta_3$, $\cos\theta_1 = \cos\theta_3$ și $k_3 = k_1$.

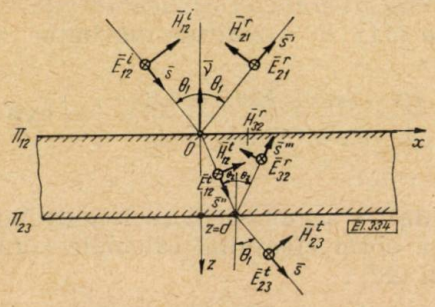


Fig. 2. Cazul undelor polarizate perpendicular.

Dacă avem în vedere că: $\bar{s} = \bar{i}\sin\theta_1 + \bar{k}\cos\theta_1$, $\bar{s}'' = \bar{i}\sin\theta_2 + \bar{k}\cos\theta_2$, $\bar{s}''' = \bar{i}\sin\theta_2 - \bar{k}\cos\theta_2$ și că pe suprafața de separație Π_{23} $\bar{r}' = \bar{i}\,x + \bar{k}\,d$, obținem:

$$\bar{s}\cdot\bar{r}' = x\sin\theta_1 + d\cos\theta_1;$$
$$\bar{s}''\cdot\bar{r}' = x\sin\theta_2 + d\cos\theta_2;$$
$$\bar{s}'''\cdot\bar{r}' = x\sin\theta_2 - d\cos\theta_2.$$

Substituind aceste relații în sistemul de ecuații algebrice (6.a) și considerînd că pentru orice valori ale lui x, componentele tangențiale ale cîmpului electric se conservă, rezultă:

$$\underline{\rho}_{23}^{\perp} = \frac{\hat{E}_{32}^r}{\hat{E}_{23}^i} = \frac{1-N}{1+N}\exp(-j2k_2 d\cos\theta_2), \quad (7)$$

$$\underline{\tau}_{23}^{\perp} = \frac{\hat{E}_{23}^t}{\hat{E}_{23}^i} = \frac{2}{N+1}\exp[jd(k_1\cos\theta_1 - k_2\cos\theta_2)]. \quad (8)$$

Se poate demonstra că $\rho_{12} = -\rho_{21}$ și că:

$$\tau_{21}^{\perp} = \frac{\zeta_1\cos\theta_2}{\zeta_2\cos\theta_1}\tau_{12}^{\perp} = \frac{2\zeta_1\cos\theta_2}{\zeta_1\cos\theta_2 + \zeta_2\cos\theta_1} = \frac{2}{N+1}. \quad (9)$$

Relația (3) se poate scrie sub forma mai simplă:

$$\underline{\rho}^{\perp} = \frac{\rho_{12}^{\perp} + \underline{\rho}_{23}^{\perp}}{1 + \rho_{12}^{\perp}\underline{\rho}_{23}^{\perp}}, \quad (10)$$

deoarece între coeficienții $\tau_{12}^{\perp}$, $\tau_{21}^{\perp}$ și $\rho_{12}^{\perp}$ există egalitatea:

$$\rho_{12}^2 + \tau_{12}\tau_{21} = 1.$$

În continuare, trebuie avut în vedere că, alături de mărimea reală ρ_{12}, în expresia (10) a coeficientului de reflexie al stratului considerat apare și mărimea complexă $\underline{\rho}_{23}$, care, substituită din (7), duce la:

$$\underline{\rho}^{\perp} = \frac{\rho_{12} + |\rho_{23}|\exp(-j2k_2 d\cos\theta_2)}{1 + \rho_{12}|\rho_{23}|\exp(-j2k_2 d\cos\theta_2)}. \quad (11)$$

Modulul și argumentul coeficientului de reflexie (11) al stratului sînt:

$$|\underline{\rho}^{\perp}| = \left[\frac{(\rho_{12} + |\rho_{23}|)^2 - 4\rho_{12}|\rho_{23}|\sin^2(k_2 d\cos\theta_2)}{(1+\rho_{12}|\rho_{23}|)^2 - 4\rho_{12}|\rho_{23}|\sin^2(k_2 d\cos\theta_2)}\right]^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{|\rho_{23}|(\rho_{12}^2 - 1)\sin(2k_2 d\cos\theta_2)}{(\rho_{12} + |\rho_{23}|)(1+\rho_{12}|\rho_{23}|) - 2|\rho_{23}|(1+\rho_{12}^2)\sin^2(k_2 d\cos\theta_2)} \quad (13)$$

Cazul undelor polarizate paralel. De data aceasta, coeficienții de reflexie și refracție pe suprafața Π_{12} au expresiile cunoscute:

$$\left.\begin{aligned} \rho_{12}^{\parallel} &= \frac{\zeta_1\cos\theta_1 - \zeta_2\cos\theta_2}{\zeta_1\cos\theta_1 + \zeta_2\cos\theta_2} = \frac{N-1}{N+1} = \frac{\hat{H}_{21}^r}{\hat{H}_{12}^i} \\ \tau_{12}^{\parallel} &= \frac{2\zeta_1\cos\theta_1}{\zeta_1\cos\theta_1 + \zeta_2\cos\theta_2} = \frac{2N}{N+1} = \frac{\hat{H}_{12}^t}{\hat{H}_{12}^i} \end{aligned}\right\}, \quad (14)$$

în care s-a introdus notația:

$$N = n^2\cos\theta_1/\sqrt{n^2 - \sin^2\theta_1}. \quad (15)$$

Pe suprafața de separație π_{23} (fig. 3), condițiile de trecere pentru componentele tangen-

țiale ale cîmpului magnetic se scriu—avînd în vedere cele menționate în cazul undelor polarizate perpendicular—sub forma :

$$\hat{H}^i_{23} \exp(-jk_2 \bar{s}'' \cdot \bar{r}') - \hat{H}^r_{32} \exp(-jk_2 \bar{s}''' \cdot \bar{r}') = \frac{\zeta_1}{\zeta_2} \frac{\cos\theta_1}{\cos\theta_2} \hat{H}^t_{23} \exp(-jk_1 \bar{s} \cdot \bar{r}');$$

$$\hat{H}^i_{23} \exp(-jk_2 \bar{s}'' \cdot \bar{r}') + \hat{H}^r_{32} \exp(-jk_2 \bar{s}''' \cdot \bar{r}') = \hat{H}^t_{23} \exp(-jk_1 \bar{s} \cdot \bar{r}'),$$

de unde rezultă :

$$\rho^{\parallel}_{23} = \frac{\hat{H}^r_{32}}{\hat{H}^i_{23}} = \frac{1-N}{N+1} \exp(-j2dk_2 \cos\theta_2); \quad (16)$$

$$\tau^{\parallel}_{23} = \frac{\hat{H}^t_{23}}{\hat{H}^i_{23}} = \frac{2}{N+1} \exp[jd(k_1 \cos\theta_1 - k_2 \cos\theta_2)]. \quad (17)$$

De asemenea, sînt valabile relațiile $\rho^{\parallel}_{12} = -\rho^{\parallel}_{21}$ și :

$$\tau^{\parallel}_{21} = \frac{2\zeta_2 \cos\theta_2}{\zeta_1 \cos\theta_1 + \zeta_2 \cos\theta_2} = \frac{2}{N+1}. \quad (18)$$

Coeficienții de reflexie și refracție pe suprafețele Π_{12} și Π_{23} au fost exprimați, în cazul undei polarizate paralel, ca rapoarte ale amplitudinilor cîmpurilor magnetice corespunzătoare, în scopul obținerii unor formule mai simple. În

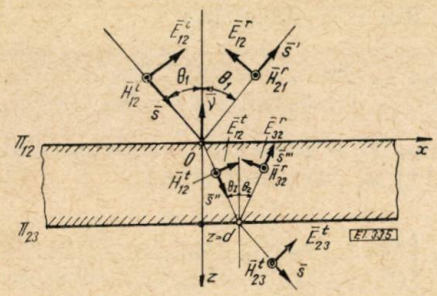


Fig. 3. Cazul undelor polarizate paralel.

legătură cu aceasta menționăm că, pentru calculul mărimilor ρ și τ, este absolut indiferent dacă acești coeficienți sînt exprimați ca în formulele (5), (7), (8) și (9), reprezentînd rapoarte între amplitudinile cîmpurilor electrice sau ca în formulele (14), (16), (17) și (18), reprezentînd rapoarte între amplitudinile cîmpurilor electrice.

Expresiile (12) și (13), stabilite pentru modulul și argumentul coeficientului de reflexie, sînt valabile indiferent de modul în care sînt polarizate undele. Desigur, relațiile menționate iau forme diferite și duc la concluzii distincte dacă se substituie coeficienții de reflexie și refracție corespunzători undelor polarizate perpendicular sau undelor polarizate paralel, ale căror expresii, deși au forme identice, diferă în cele două cazuri datorită prezenței mărimii N definită respectiv prin formulele (6) și (15).

Expresiile generale ale coeficienților de refracție și reflexie

Interpretarea rezultatelor teoretice obținute devine posibilă dacă relațiile (4), (12) și (13) se scriu sub forme mai simple, în funcție de un număr restrîns de parametri care interesează din punct de vedere constructiv.

Expresia generală a coeficientului de refracție τ. Dacă în relația (4) se substituie mărimile ce intervin din formulele corespunzătoare și ținînd seamă de identitatea :

$$\frac{4N}{(N+1)^2} = 1 - \left(\frac{N-1}{N+1}\right)^2 = 1 - r^2,$$

rezultă :

$$\underline{\tau} = \frac{(1-r^2) \exp[jd(k_1 \cos\theta_1 - k_2 \cos\theta_2)]}{1 - r^2 \exp(-2k_2 d \cos\theta_2)}. \quad (19)$$

Mărimea N, ce este conținută în relația (19) prin intermediul lui r, are una din formele (6) sau (15), după cum unda este polarizată perpendicular sau paralel.

Fiind vorba de o mărime complexă, expresia (19) a lui $\underline{\tau}$ se scrie sub forma :

$$\underline{\tau} = |\tau| \exp(j\psi).$$

Modulul $|\tau|$ și argumentul ψ ale coeficientului de reflexie se obțin imediat din (19) :

$$|\tau| = \frac{1-r^2}{[(1-r^2)^2 + 4r^2 \sin^2(dk_2 \cos\theta_2)]^{1/2}}; \quad (20)$$

$$\psi = \operatorname{arc\,tg} \frac{\sin\alpha - r^2 \sin\beta}{\cos\alpha - r^2 \cos\beta}, \quad (21)$$

în care :

$$\alpha = d(k_1 \cos\theta_1 - k_2 \cos\theta_2);$$
$$\beta = d(k_1 \cos\theta_1 + k_2 \cos\theta_2).$$

Expresia generală a coeficientului de reflexie ρ. Dacă în (11) se substituie mărimile ρ_{12} și ρ_{23} rezultă :

$$\underline{\rho} = \frac{r[1 - \exp(-j2dk_2 \cos\theta_2)]}{1 - r^2 \exp(-j2dk_2 \cos\theta_2)} = |\rho| \exp(j\varphi). \quad (22)$$

Modulul și argumentul coeficientului de reflexie se obțin efectuînd calculele corespunzătoare în (22) :

$$|\rho| = \frac{2r \sin(d.k_2 \cos\theta_2)}{[(1-r^2)^2 + 4r^2 \sin^2(dk_2 \cos\theta_2)]^{1/2}}; \quad (23)$$

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\left[\frac{(1-r^2)}{(1+r^2)} \operatorname{ctg}(dk_2 \cos\theta_2)\right]. \quad (24)$$

Din formulele (20), (21), (23) și (24) în continuare se va studia pentru ce valori ale grosimii d și ale unghiului de incidență coeficienții de reflexie și refracție, precum și argumentele corespunzătoare iau valori extreme.

Interpretarea rezultatelor

S-a menționat că, din punctul de vedere al aplicațiilor practice, interesează obținerea unui coeficient de transmisie maxim, respectiv a unui coeficient de reflexie minim. Nu este lipsită de interes nici valoarea argumentelor φ și ψ, care reprezintă defazajele undelor reflectată și, respectiv, refractată față de unda incidentă.

Valorile caracteristice ale coeficientului de refracție. Din relația (20) se observă că modulul coeficientului de refracție devine maxim, adică egal cu unitatea, în următoarele două cazuri: 1) pentru $\sin(dk_2\cos\theta_2) = 0$ și 2) pentru $r=0$.

1) Condiția corespunzătoare primului caz se poate scrie sub forma:

$$dk_2 \cos\theta_2 = m\pi, (m = 0, 1, 2, \ldots). \quad (25)$$

Din relația (25) se obțin valorile lui d pentru care modulul coeficientului de refracție devine maxim. Folosind în acest scop și teorema refracției, rezultă:

$$d = \frac{m\lambda_1}{2} \frac{1}{\sqrt{n^2 - \sin^2\theta_1}}. \quad (26)$$

Cea mai mică grosime (diferită de zero) se obține pentru $m = 1$. În general m reprezintă ordinul radomului. Radomul de ordinul 1 este corespunzător, din punctul de vedere al greutății și rezistenței mecanice, pînă la frecvențe de ordinul a 10 GHz [1], [2].

În legătură cu relația (26) trebuie remarcat faptul că valoarea grosimii d, care face maxim modulul lui τ, este proporțională cu lungimea de undă în mediul 1 (considerat aerul) și este funcție de indicele de refracție n și sinusul unghiului de incidență. Dacă spre exemplu se ia $\lambda_1 = 4$ cm, variația lui d(pentru valorile $\varepsilon_{r2} = 2{,}25$ și 16), funcție de unghiul de incidență, este reprezentată în tabela 1.

Tabela 1

Variația grosimii radomului în funcție de unghiul de incidență

θ_1, grade	0	15	30	45	60	75	90
$\sin\theta_1$	0	0,26	0,5	0,71	0,87	0,96	1
d_1, cm	1,33	1,35	1,42	1,51	1,63	1,74	1,78
d_2, cm	0,5	0,502	0,505	0,51	0,513	0,516	0,517
d'_1, cm	0,665	0,675	0,71	0,755	0,815	0,87	0,89
d'_2, cm	0,25	0,251	0,252	0,255	0,257	0,258	0,259

Pentru valorile d_1 și d_2 calculate, modulul coeficientului de refracție $|\tau|$ este maxim. Se observă că variația lui d în raport cu unghiul de incidență scade cu creșterea valorii indicelui de refracție.

2) În al doilea caz, materialul radomului și unghiul de incidență se aleg astfel încît r să se anuleze, adică să fie satisfăcută egalitatea:

$$N = 1. \quad (27)$$

Pentru unda polarizată perpendicular, ținînd seamă de relația (6), condiția (27) duce la:

$$\cos\theta_1 = \sqrt{n^2 - \sin^2\theta_1},$$

egalitate care este adevărată numai dacă $n = 1$, adică atunci cînd materialul radomului are proprietăți electrice identice cu ale aerului ($\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \varepsilon_0$, $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \mu_0$ și $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 0$).

Pentru unda polarizată paralel, dacă se ține seamă de relația (15), condiția (27) duce la:

$$n^2 \cos\theta_1 = \sqrt{n^2 - \sin^2\theta_1},$$

egalitate care este adevărată în două situații, și anume dacă $n = 1$ sau dacă:

$$\theta_1 = \theta_B = \operatorname{arc\,tg}\sqrt{\frac{\varepsilon_{r2}}{\varepsilon_{r1}}} = \operatorname{arc\,tg}(n), \quad (28)$$

unde θ_B este unghiul de incidență al lui Brewster.

În consecință, dacă unda incidentă, polarizată paralel, cade pe suprafața radomului sub un unghi de incidență θ_B, ea se transmite fără reflexie.

Din cele arătate rezultă că, în general, modulul coeficientului de refracție al undei polarizate paralel ($\tau^{\parallel}$) admite două valori maxime, și anume, una pentru unghiul de incidență corespunzător relației (25) și alta pentru unghiul θ_B.

Modulul $|\tau|$ devine minim în următoarele două cazuri: 1) pentru $\sin(dk_2\cos\theta_1) = 1$ și 2) pentru $r = \pm 1$.

1) Condiția corespunzătoare primului caz se poate scrie sub forma:

$$dk_2\cos\theta_2 = (2m+1)\frac{\Pi}{2}, (m = 0, 1, 2, \ldots), \quad (29)$$

iar valoarea minimă a modulului $|\tau|$ este:

$$|\tau|_{min} = \frac{1-r^2}{1+r^2} = \frac{2N}{N^2+1} \neq 0, \quad (30)$$

Expresia lui d, care face minim modulul $|\tau|$, rezultă din condiția (29) sub forma:

$$d = \frac{(2m+1)\lambda_1}{4\sqrt{n^2 - \sin^2\theta_1}}. \quad (31)$$

Cea mai mică grosime d se obține pentru $m = 0$ și are o valoare proporțională cu sfertul lungimii de undă λ_1.

În legătură cu expresia (31) se poate face o discuție analogă cu aceea referitoare la relația (26). Se remarcă și de data aceasta că valorile

lui d, care satisfac condiția de minim (29), sînt proporționale cu lungimea de undă și cresc cu creșterea unghiului de incidență θ_1. Considerînd aceleași date numerice, valorile lui d', care fac minim modulul $|\tau|$, sînt trecute în ultimele două rubrici ale tabelei 1.

2) În cel de-al doilea caz, din condiția $r=1$, pentru care, după cum se observă din (20), modulul lui τ se anulează, rezultă :

$$\frac{N-1}{N+1} = \pm 1. \tag{32}$$

În adevăr, dacă $N \gg 1$ din (32) rezultă $r \simeq 1$ și dacă $N \ll 1$ se obține $r \simeq -1$.

Pentru radomuri, firește, situațiile în care coeficientul de refracție ia valori minime nu prezintă interes. Totuși, s-a insistat asupra acestei probleme, date fiind importanța ei teoretică generală și aplicabilitatea ei practică, de exemplu, în cazul unor tipuri de reflectoare dielectrice.

Valorile extreme ale argumentului ψ rezultă din relația (21). Astfel, pentru $r = 0$ se obține :

$$\psi = \alpha = d\,k_2 \cos\theta_2 \left(\frac{k_1}{k_2} \frac{\cos\theta_1}{\cos\theta_2} - 1 \right).$$

Avînd în vedere că $r = 0$ implică $N = 1$ și ținînd seamă că în cazul undei polarizate perpendicular valoarea lui N este dată de expresia (6), rezultă $\psi = 0$. Prin urmare, valorilor maxime ale modulului $|\tau|$ le corespund valori minime ale argumentului ψ. În cazul undei polarizate paralel, condiția $N = 1$ implică $n = \sqrt{\varepsilon_{r2}} = 1$, conform relației (15). Deci, pentru ca argumentul ψ să devină nul, este necesar să se utilizeze pentru radomuri materiale cu permitivitate $\varepsilon_r = 1$.

În tabela 2 s-au calculat valorile pe care le ia modulul $|\tau|$ pentru cîteva unghiuri de incidență, considerînd $\lambda_1 = 4$ cm, $\varepsilon_{r2} = 2{,}25$.

Tabela 2

Variația coeficientului de refracție în funcție de unghiul de incidență

θ_1	0	15	30	45	60	75	90
$N^{\perp}$	0,667	0,65	0,613	0,535	0,408	0,226	0
$1-r^2$	0,96	0,945	0,943	0,912	0,84	0,6	0
$\lvert\tau\rvert^{\perp}$	0,982	0,993	0,996	0,999	0,97	0,75	0
$N^{\parallel}$	1,5	1,46	1,38	1,2	0,92	0,510	0
$1-r^2$	0,96	0,965	0,974	0,992	0,998	0,897	—
$\lvert\tau\rvert^{\parallel}$	0,94	0,95	0,964	0,98	0,998	0,896	—

În cazul undei polarizate perpendicular s-a luat $d = 1{,}5$ cm, iar în cazul undei polarizate paralel s-a ales $d = 0{,}45$ cm. Unghiul de incidență brewsteriană, în conformitate cu (28), este $\theta_1 = \theta_B \simeq 56°15'$, pentru care $|\tau|^{\parallel}$ ia valoarea maximă egală cu unitatea.

Din tabela 2 se observă că modulul $|\tau|^{\perp}$ are un maxim ; unghiul corespunzător rezultă din relația (26) care, în acest caz, trebuie scrisă sub forma :

$$\sin\theta_1 = \sqrt{n^2 - \left(\frac{\lambda_1}{2d}\right)^2}, \tag{33}$$

de unde, înlocuind valorile numerice, rezultă $\theta_1 \simeq 43$ grade.

Valorile caracteristice ale coeficientului de reflexie. Modulul coeficientului de reflexie (23) devine minim (aici se anulează) exact în aceleași condiții în care $|\tau|$ a devenit maxim. Acest rezultat este firesc și are la bază legile de conservare. În consecință $|\rho|$ se anulează pentru valorile lui d rezultate din relația (26). Considerațiile făcute anterior în legătură cu aceste condiții își mențin deplină valabilitate, cu mențiunea însă că ele anulează pe $|\rho|$.

Este de așteptat ca modulul coeficientului de reflexie să devină maxim, pentru aceleași condiții în care modulul coeficientului de refracție era minim, adică pentru $\sin(dk_2\cos\theta_2)=1$ sau pentru $r = 1$. În primul caz $|\rho|$ capătă valoarea maximă :

$$|\rho|_{max} = \frac{2r}{1+r^2}, \tag{34}$$

iar în cel de-al doilea caz, modulul coeficientului de reflexie devine egal cu unitatea, adică unda se reflectă în întregime.

Din relația (24) se observă că argumentul coeficientului de reflexie devine maxim pentru $\cos(dk_2\cos\theta_2)=1$, adică pentru valorile $dk_2\cos\theta_2 = m\pi$. În acest caz se obține $\varphi = 90$ grade, adică unda reflectată este decalată prin reflexie cu 90 grade față de unda incidentă. Valoarea minimă ($\varphi = 0$) a argumentului se obține pentru $\cos(dk_2\cos\theta_2) = 0$, adică pentru $dk_2\cos\theta_2 = (2n+1)\pi/2$.

Remarcăm faptul important că valorilor maxime pentru modulul coeficientului de reflexie le corespund valori minime ale argumentului și viceversa.

Efectuînd calculele numerice pentru aceleași valori ale lui λ_1, ε_{r2} și d, se obțin rezultatele consemnate în tabela 3.

Tabela 3

Variația coeficientului de reflexie în funcție de unghiul de incidență

θ_1	0	15	30	45	60	75	90
$\lvert\rho\rvert^{\perp}$	0,16	0,144	0,0875	0,03	0,24	0,61	—
$\lvert\rho\rvert^{\parallel}$	0,34	0,323	0,266	0,146	0,062	0,456	—

Trebuie reținut că pentru $\theta_1 = 43$ grade se anulează modulul $|\rho|^{\perp}$, iar pentru $\theta_1 = \theta_B = 56°15'$ se anulează modulul $|\rho|^{\parallel}$. Cu ajutorul datelor din tabelele 2 și 3 s-au trasat în figura 4 graficele de variație a modulelor coeficienților

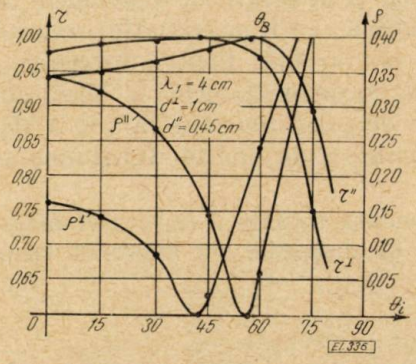


Fig. 4. Curbele de variație ale coeficienților de reflexie (ρ) și de refracție (τ) în funcție de unghiul de incidență.

de reflexie și refracție, atît pentru undele polarizate perpendicular, cît și pentru cele polarizate paralel.

În cazul particular, cînd unda are incidență normală, adică $\theta_1 = \theta_2 = 0$, expresiile lui τ, ψ, ρ și φ se obțin din (20), (21), (23) și (24) și capătă forma :

$$
\begin{aligned}
|\tau| &= \frac{1 - r^2}{[(1 - r^2)^2 + 4 r^2 \sin^2 (dk_2)]^{1/2}}; \\
\psi &= \operatorname{arc\,tg} \frac{\sin x - r^2 \sin y}{\cos x - r^2 \cos y}; \\
|\rho| &= \frac{2r \sin (dk_2)}{[(1 - r^2)^2 + 4 r^2 \sin^2 (dk)]^{1/2}}; \\
\varphi &= \operatorname{arc\,tg} \left[\frac{1 - r^2}{1 + r^2} \operatorname{ctg} (dk_2) \right],
\end{aligned}
\tag{35}
$$

în care $x = d(k_1 - k_2)$ și $y = d(k_1 + k_2)$. Pe baza relațiilor (35) se poate face o discuție asupra condițiilor în care mărimile τ, ψ, ρ și φ iau valori extreme.

Concluzii

Soluția radicală de rezolvare a problemei trecerii undelor electromagnetice fără reflexie prin pereții radomului constă în găsirea și utilizarea unor materiale ale căror proprietăți electrice să fie identice cu cele ale aerului. În acest caz, forma geometrică a radomului nu are nici o influență asupra propagării. Cum astfel de materiale, care să prezinte simultan rezistență mecanică ridicată și stabilitate termică, sînt greu de obținut, singura alternativă rămîne optimizarea formei geometrice.

În baza formulelor de calcul stabilite, a interpretărilor și exemplelor numerice date, se pot formula cîteva concluzii, de principiu, privind această problemă.

Este indicat ca materialele utilizate pentru confecționarea radomului să aibă permitivitatea relativă, dacă nu egală cu unu, cel puțin cît mai apropiată de această valoare.

Grosimea pereților radomului trebuie calculată cu relația (26), valoare pentru care modulul coeficientului de refracție este maxim ($\tau = 1$), iar modulul coeficientului de reflexie minim ($\rho = 0$), după cum se poate vedea pe graficul trasat în figura 4. În acest calcul trebuie avut în vedere faptul că antenele nu radiază unde monocromatice, ci pe o anumită bandă de frecvențe.

Din relația (26) și din tabela 1 se observă că grosimea d este funcție nu numai de lungimea de undă, ci și de unghiul de incidență : cu creșterea acestui unghi, crește și grosimea d pentru care τ are valoare maximă. Prin urmare, dacă avem un radom conic în care radiază o antenă sub un unghi variabil față de axa conului, pereții lui ar trebui să aibă o grosime variabilă, mai mare la vîrf (unde unghiul de incidență este mai mare) și mai mică spre baza conului (unde unghiul de incidență este mai mic).

Desigur, se pot realiza și radomuri în formă de ogivă, cu generatoarea astfel calculată încît unghiul de incidență să fie constant.

Gama unghiurilor de incidență sub care radiază o antenă mobilă depinde de unghiul la vîrf al radomului. Dacă avem în vedere relațiile stabilite și mai ales curbele trasate în figura 4, se poate formula concluzia generală că modulul coeficientului de refracție are valori convenabil de mari la unghiuri de incidență mai mici decît unghiul lui Brewster.

De aici rezultă că unghiul la vîrf al unui radom conic nu este indicat să fie mai mic de 40—50 grade. Indicațiile de detaliu privind proiectarea radomurilor cu diferite destinații se găsesc în literatură [1], [3], [4].

Bibliografie

[1] *Thourel, L.* Radomes pour avions et engins supersoniques. În : L'Onde Électrique, nr. 442, ianuarie 1964.
[2] *Thourel, L.* și *Herșcovici, S.* Calcul des radomes. În : Annales de Radioélectricité, tom. **X**, nr. 40, aprilie 1955.
[3] *Barthez, J.* Une méthode simplifiée pour le calcul des radomes monolithes. În : Annales de Radioélectricité, tom. **XVIII**, nr. 71, ianuarie 1963.
[4] * * * Microwave Scaning Antenas. Vol. **I**, Apertures. New York, Londra, Academic Press. 1964.

Intrat în redacție la 6.V.1967

Studiul repartiției forțelor axiale în transformatoarele de putere

Dumitru Cîrstea * — Craiova

CZ 621.314.2.013.24 : 538.311

1. Introducere **

Practica a dovedit că unul dintre punctele nevralgice în construcția transformatoarelor îl constituie rezistența mecanică față de forțele axiale care apar datorită mai ales denivelărilor inerente în distribuția solenației. Modul de deteriorare a înfășurărilor a dovedit necesitatea cunoașterii nu numai a forțelor axiale maxime, ci și a repartiției spațiale a acestor forțe de-a lungul spirelor și, în mod deosebit, de-a lungul înfășurării. Cercetări recent executate în acest domeniu la noi în țară [1], [2], [3] au scos în evidență anumite posibilități de îmbunătățire a stabilității dinamice, fructificate la elaborarea seriei noi de transformatoare de 100—1 600 kVA la uzinele „Electroputere" — Craiova. Într-o lucrare anterioară [2] s-a prezentat o analiză a metodelor experimentale de determinare a forțelor axiale și metodologia folosită.

La transformatoarele de putere mare pentru determinări experimentale pînă în prezent s-au folosit aceleași metode bazate pe bobine-sondă de dimensiuni mici și mari, adecvate mărimii transformatorului [2].

Studiul repartiției forțelor axiale, pe cale analitică, s-a făcut fie în baza unor relații mai simple, satisfăcătoare pentru precizia unor calcule tehnice curente, fie în baza unor formule mai complicate, în rezolvarea cărora s-au folosit calculatoare electronice cifrice. Compararea valorilor măsurate cu cele calculate în ipoteze simplificatoare sau determinate experimental în condiții diferite permite concluzii interesante privind influența fierului asupra distribuției spațiale a inducției radiale.

2. Studiul experimental al forțelor axiale pe un transformator de 16 MVA, 110±1,33% × × 12/16,5 kV

Pentru ambele înfășurări ale transformatorului s-a folosit bobinajul cilindric de tip continuu, avînd înfășurarea de reglaj dispusă în exterior cu posibilitate de conectare adițional sau în opoziție, prin intermediul comutatorului de reglaj sub sarcină. Pentru determinări experimentale, transformatorul a fost alimentat pe partea de joasă tensiune la 180 A (0,32 I_N), iar înfășurarea de înaltă tensiune, scurtcircuitată.

Componenta radială a inducției magnetice a cîmpului de dispersie s-a măsurat cu ajutorul unei bobine-sondă mare (2 900 × 30 mm, 153 spire) pentru prizele *3*, *15* și *19* (fig. 1). În paranteză s-au indicat forțele corespunzătoare curentului de scurtcircuit.

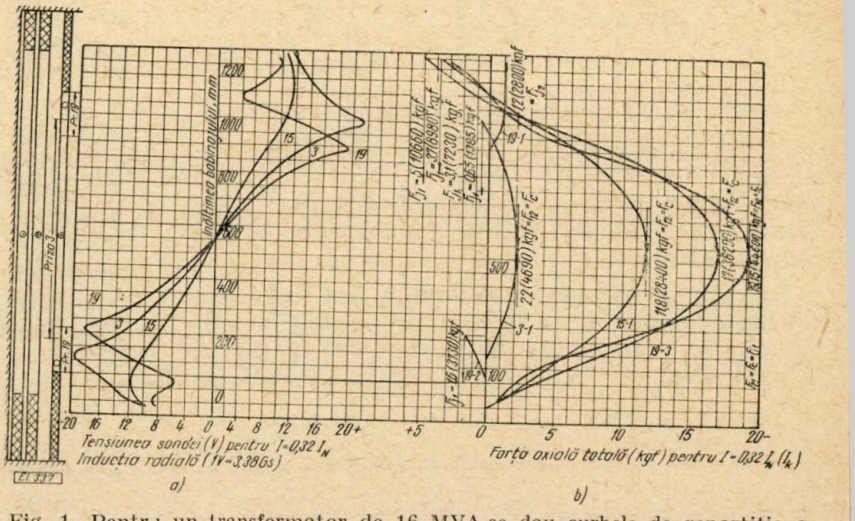


Fig. 1. Pentru un transformator de 16 MVA se dau curbele de repartiție a inducției radiale (*a*) și a forțelor cumulate (*b*):
3, *15*, *19* — inducția respectivă pentru prizele *3*, *15* și *19*; *3—1*, *19—1*, *19—2* — forțele axiale pe înfășurarea de reglaj conectat, respectiv pe prizele *3* și *19*; *3—2*, *15—1*, *19—3* — forțele axiale pe înfășurarea de înaltă tensiune, respectiv pe prizele *3*, *15*, *19*; F_{12}, F_{21} — forța de deplasare a părții inferioare către cea superioară a înfășurării, respectiv invers; F_c — forța de compresiune; F_{j1}, F_{j2} — forțe de deplasare către juguri.

Formula de calcul pentru forțele elementare s-a stabilit ținînd seamă de dimensiunile sondei utilizate și de geometria bobinajului:

scara dintre tensiunea sondei și inducția radială este: 1 V corespunde la 3,38 Gs;

formula de calcul al forței elementare pe un galet este:

$$F = 0{,}485.10^{-4} L\theta U_s \quad \text{kgf},$$

unde:

L este lungimea spirei exterioare a înfășurării de înaltă tensiune (2,72 m) și a înfășurării de reglaj (3,16 m);

θ — solenația unui galet (străbătut de un curent corespunzător în înfășurarea de joasă tensiune la 180 A);

U_s — tensiunea sondei în V măsurată la același curent.

---

* Ing. *D. Cîrstea* este șef de serviciu adjunct la laboratorul central al uzinelor „Electroputere" — Craiova.

** La executarea calculelor pe mașină a colaborat laboratorul de calcule de la I.C.P.E. — București, prin dr. ing. *C. Racoviță* și mat. *M. Z. Winter*, *P. Onica*, *S. Gheorghe*, *M. Tătaru*, respectiv laboratorul de calcul al uzinelor „Electroputere" — Craiova, prin mat. *I. Klincsek*.

Forțele obținute s-au extrapolat la valoarea de șoc a curentului de scurtcircuit calculat cu un coeficient de șoc $k = 1{,}8$, și cu tensiunea de scurtcircuit măsurată.

Pentru a determina priza pe care apar cele mai mari forțe, o bobină de dimensiuni mai mici (304 × 40 mm, 200 spire) a fost deplasată cu ajutorul unui dispozitiv automat cu o viteză uniformă (circa 0,5 m/s) și s-a înregistrat cu oscilograful magnetoelectric tensiunea sondei, respectiv repartiția componentei radiale a inducției magnetice pe prizele *1—7* și *17—22* (fig. 2).

Folosind aceste curbe de repartiție a componentei radiale a inducției, respectiv a forțelor axiale elementare, s-au determinat valorile principalelor forțe cumulate, constatîndu-se că pe priza *22* apar cele mai mari forțe axiale în înfășurarea de înaltă tensiune.

Folosind o sondă mică, s-a determinat repartiția forțelor axiale de-a lungul spirelor. În figura 3 se indică repartiția măsurată pe coloana din mijloc la extremitatea inferioară a bobinajului (curba *1*) și la înălțimea de 970 mm

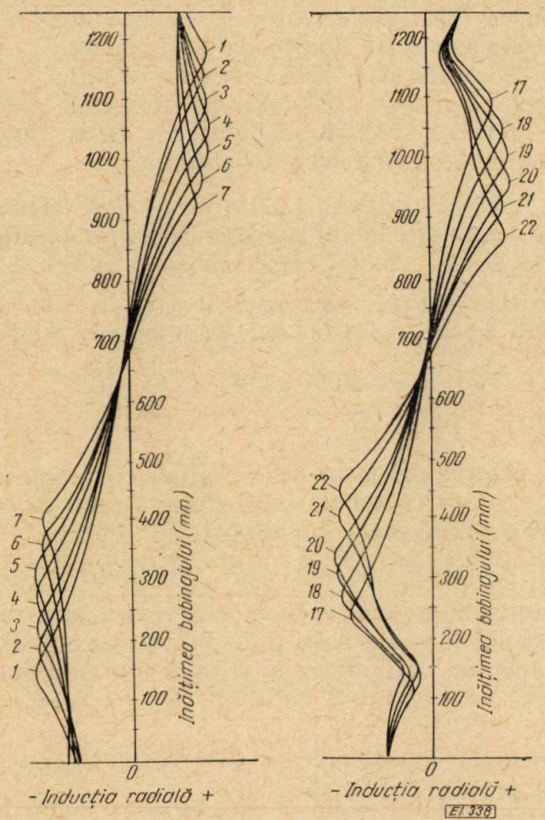


Fig. 2. Curbele de repartiție a inducției radiale pe prizele *1—7*, respectiv *17—22*, la transformatorul de 16 MVA, înregistrate cu oscilograful.

(curba *2*). Din aceste curbe de repartiție se constată o influență redusă a conexiunilor (curenți relativ mici și distanțe mari) și o creștere mai mică (50—65%) a forțelor în interiorul ferestrei, față de transformatoarele de medie tensiune [2].

Analizînd repartiția inducției radiale (deci și a forțelor axiale elementare) de-a lungul

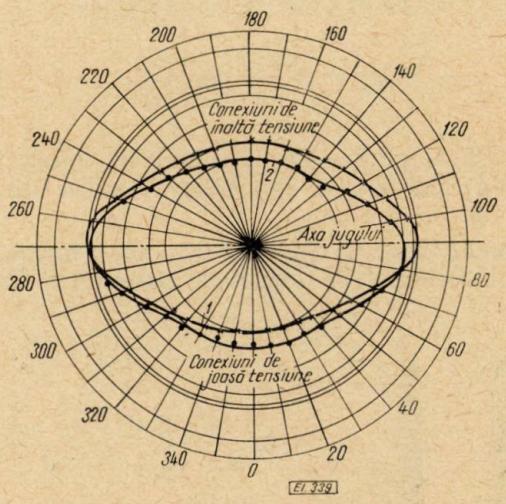


Fig. 3. Transformator 16 MVA, 110/16,5 kV. Repartiția inducției radiale de-a lungul spirei pe coloana din mijloc și priza *3*:
1 — la extremitatea inferioară a înfășurărilor; *2* — la înălțimea de 970 mm.

înfășurărilor, se constată simetrie față de mijloc, ceea ce duce, în general, la forțe axiale totale de compresiune. Într-adevăr, din figura 1 rezultă modul de solicitare puternică la compresiune a înfășurării de înaltă tensiune, forțele axiale de deplasare către juguri fiind foarte mici.

Înfășurarea de reglaj la conectare adițională (priza *1—12*) este supusă, de asemenea, la compresiune, iar la conectare în opoziție (priza *16—27*) este supusă solicitărilor de deplasare către juguri.

Folosind forța de compresiune măsurată F_C, pentru distanțorii cei mai expuși, s-a calculat o solicitare de 86 kgf/cm², care se găsește mult sub valorile limită admise.

Folosirea reglajului în două trepte (grosier și fin) ar permite evitarea conectării adițional-opoziție, rezultînd o denivelare redusă de amperspire, deci și forțe axiale mai mici.

Încercarea în rețea a transformatorului [3] a dovedit o bună comportare la solicitările care apar la scurtcircuit brusc.

3. Studiul forțelor axiale pe un transformator de 6,3 MVA, 23±5%/6,3 kV

Transformatorul, prevăzut, de asemenea, cu înfășurări cilindrice de tip continuu, are prizele de reglaj scoase la mijlocul înfășurării de înaltă tensiune. Mărimea și repartiția forțelor axiale s-au determinat numai prin calcul.

a) *Calculul componentei radiale a inducției magnetice a cîmpului de dispersie creat de efectul de capăt al bobinelor, în ipoteza că amperspirele sînt uniform distribuite*

Valoarea de vîrf a inducției radiale într-un punct N, după [4], este dată de relația:

$$B_{rc} = K\frac{\sqrt{2}\,I}{H}\cdot\ln\frac{r_1\cdot r_3}{r_2\cdot r_4},$$

unde K depinde de sistemul de unități de măsură, iar restul notațiilor rezultă din figura 4.

Concretizînd relația indicată într-o formă mai ușor de calculat, se obține (în sistemul C.G.S.):

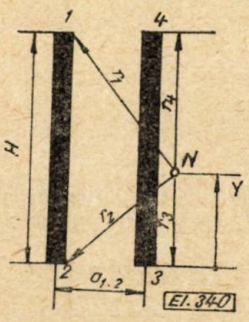


Fig. 4. Figură explicativă privind calculul inducției radiale după [4].

$$B_{rc} = 0{,}2\sqrt{2}\cdot\frac{IW}{H}\cdot$$

$$\cdot\ln\frac{y}{H-y}\sqrt{\frac{a_{12}^2+(H-y)^2}{a_{12}^2+y^2}},\ \text{Gs}.$$

Pentru transformatorul considerat avem:

$$H = 107\ \text{cm};\ a_{12} = a_0 + \frac{a_1+a_2}{3} = 6{,}05\ \text{cm};$$

$W = 411$ spire; $I = 151{,}1$ A, pentru priza *3* (24,1 kV).

Pentru aceste date și înlocuind diferite valori ale lui y, s-a obținut curba — B_{rc} indicată în figura 5.

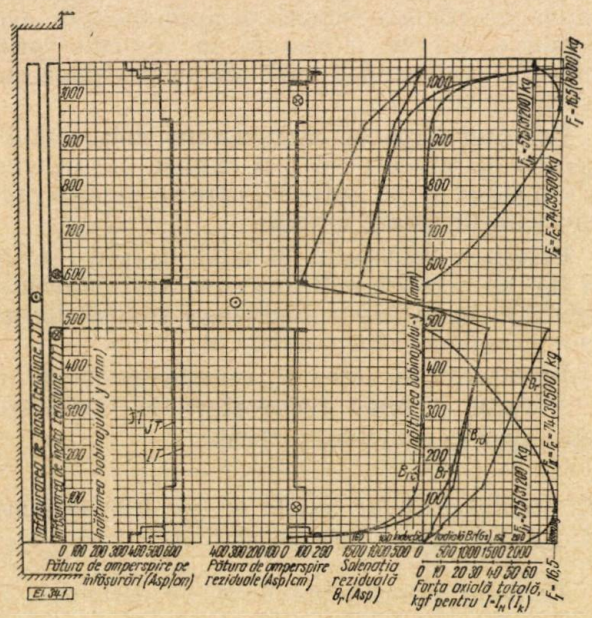


Fig. 5. Diagramă privind repartiția amperspirelor în cele două înfășurări, a solenației reziduale, a componentei radiale a inducției magnetice și a forței axiale totale, la un transformator de 6,3 MVA, 23/6,3 kV.

b) *Calculul componentei radiale a inducției magnetice a cîmpului de dispersie creat de denivelarea de amperspire pe priza 3*

Valoarea medie a acestei inducții pentru elementul de înfășurare cu θ_r solenație reziduală este dată de relația (5):

$$B_{rd} = 0{,}4\ \pi\frac{\sqrt{2}\,\theta_r}{L_e},\ \text{Gs},$$

unde L_e este lungimea echivalentă a liniei de cîmp magnetic.

Determinarea solenației reziduale θ_r s-a făcut prin folosirea „metodei detaliate a amperspirelor reziduale" [6]. În figura 5 se poate urmări ușor mersul lucrării. Din datele înfășurărilor s-a calculat și reprezentat grafic pătura solenațiilor pentru fiecare înfășurare. Făcînd diferența dintre cele două diagrame, s-a obținut pătura solenației reziduale de-a lungul înfășurării, iar prin integrare, curba solenației reziduale θ_r. Curba inducției radiale B_{rd}, calculată cu formula menționată, este reprezentată, de asemenea, în figura 5. După indicațiile din [5], [6], lungimea liniei echivalente s-a luat egală cu lățimea ferestrei $L_e = 34{,}5$ cm. Adunînd algebric cele două curbe (B_{rc} și B_{rd}), s-a obținut repartiția componentei radiale a inducției magnetice, respectiv la altă scară repartiția forțelor axiale elementare, de-a lungul înfășurării, pentru curentul nominal.

c) *Calculul repartiției forțelor axiale elementare și cumulate în înfășurarea de înaltă tensiune pentru priza — 1 (21,9 kV) la $I_N = 166$ A*

Forțele axiale elementare care acționează asupra fiecărui galet s-au calculat cu relația:

$$F_e = 1{,}02\cdot10^{-7}\cdot\sqrt{2}\,B_r\cdot L\cdot\theta_e,\ \text{kgf},$$

unde:

B_r este valoarea medie a inducției magnetice citită de pe curba din figura 5, Gs;
L — lungimea conductorului, cm;
θ_e — solenația galetului considerat, Asp.

Pentru a obține rezultate acoperitoare față de coloanele marginale și cît mai exacte pentru coloana din mijloc s-a luat în calcul lungimea spirei cu diametrul maxim ($L = \pi\cdot 68{,}1 = 214$ cm).

Formula de calcul pentru forța axială pe galet se concretizează astfel:

$$F_e = 3{,}08\cdot10^{-5}\cdot B_r\,\theta_e,\ \text{kgf}.$$

Deoarece θ_e variază puțin de la un galet la altul, curba forței elementare are aceeași alură ca și B_r și de aceea nu s-a reprezentat grafic separat. Prin însumarea algebrică a forțelor elementare s-a obținut repartiția forțelor axiale cumulate, așa cum se vede în figura 5.

d) *Recalcularea forțelor axiale la valoarea de șoc a curentului de scurtcircuit* ($i_s = 1{,}71\sqrt{2} \cdot 2\,240\ A_{max}$) *s-a făcut proporțional cu pătratul curentului*

e) *Calculul forțelor axiale globale*

Forța axială de compresiune pe ambele înfășurări, datorită componentei radiale a cîmpului de dispersie creat de efectul de capăt, se poate calcula cu relația [5]:

$$F'_{axJ} + F'_{axI} = 1{,}02 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{2\pi^2 (i_s W)^2 D_m a_{12}}{H^2} =$$

$$= 1{,}02 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{2\pi^2 (5\,400 \cdot 373)^2 \cdot 54{,}2 \cdot 6{,}03}{107^2} = 23\,300 \text{ kg},$$

unde D_m este diametrul mediu al înfășurărilor. Conform indicațiilor din literatură, repartiția pe cele două înfășurări se consideră astfel:

înfășurarea de joasă tensiune: $F'_{axJ} = 23{,}3$ tf;
înfășurarea de înaltă tensiune: $F'_{axI} = 11{,}7$ tf.

Forța axială de deplasare se obține din relația următoare [5]:

$$F''_{axI} = \frac{\pi \varepsilon (i_s W)^2}{2 \cdot 10^8} \cdot \frac{\pi D_{max}}{L_e}, \text{ kgf},$$

în care:

D_{max} este diametrul maxim al înfășurării de înaltă tensiune, cm;
L_e — lungimea echivalentă a liniei de cîmp, cm;
ε — denivelarea solenației în valori relative.

Înlocuind, se obține:

$$F''_{axI} = \frac{\pi \cdot 0{,}1\,(5\,400 \cdot 373)^2}{2.10^8} \cdot \frac{\pi \cdot 68{,}1}{34{,}5} 10^{-3} = 39{,}6 \text{ tf}.$$

Din tabela 1 se constată că între forțele axiale globale direct calculate și cele rezultate din curba repartiției forțelor axiale cumulate, pentru construcția dată, rezultă diferențe foarte mici. Analizînd curbele B_{rc}, B_{rd} și B_r din figura 5 care stau la baza calculului forțelor din tabela 1, se constată că însuși din calcul rezultă $F_{II} < F''_{axI}$ și $F_I < F'_{axI}$, evident la diferențe neglijabile și de aceea se pot compara. Rezultă că pentru această variantă constructivă, calculul forțelor axiale globale este suficient în vederea stabilirii solicitărilor maxime și dimensionării sistemului de strîngere a bobinajului.

Tabela 1

Tipul forței axiale	Forța calculată din curba de repartiție, tf	Forța calculată direct ca forța globală, tf
Forța axială maximă de deplasare către juguri: F_{II}, respectiv F''_{axI}	39,5	39,6
Forța axială de compresiune ce acționează de la jug către mijlocul înfășurării: F_I, respectiv F'_{axI}	8,8	11,7
Forța axială de deplasare la nivelul jugului: F_{J1} ; F_{J2}, respectiv $(F''_{axI} - F'_{axI})$	31,2	27,9

4. Studiul comparativ al repartiției forțelor axiale în transformatoare, experimental și folosind calculatoare cifrice

Distribuția forțelor axiale depinde în primul rînd de distribuția spațială a componentei radiale a inducției magnetice de dispersie. S-a considerat că studiul repartiției inducției radiale furnizează date suficiente atît pentru alegerea prizei cu cele mai mari forțe axiale, cît și pentru cunoașterea valorii acestor forțe și a modului de solicitare a înfășurărilor și sistemului de strîngere.

Calculul componentei radiale a inducției magnetice s-a făcut în baza formulei lui Biot-Savart-Laplace, în modul și ipotezele simplificatoare prezentate în continuare.

S-a neglijat curbura înfășurărilor considerate ca două șine paralele, în rest menținîndu-se dimensiunile de montaj. Înfășurările în secțiune au fost divizate în elemente cu densitate constantă a solenației. De exemplu, pentru transformatorul de 20 MVA, 132/33 kV, au rezultat 11 elemente, iar la transformatorul de 1 000 kAV, 6/0,4 kV, patru elemente.

Într-un sistem de coordonate rectangular, pentru care s-au ales, în general, două laturi ale ferestrei miezului (fig. 6), s-au stabilit coordonatele (x_1, x_2, y_1, y_2) care delimitează elementele cu densitate constantă a solenației.

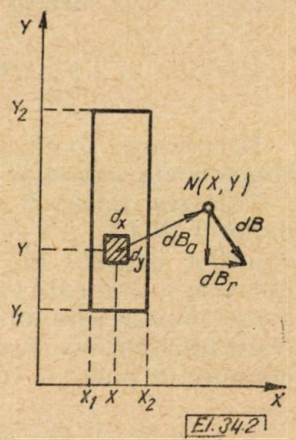


Fig. 6. Figură explicativă privind calculul inducției radiale în baza formulei Biot-Savart-Laplace.

În relația de calcul s-a neglijat complet influența fierului (coloană, juguri, cuvă).

Solenația înfășurării s-a considerat distribuită uniform pe secțiunea elementelor cu densitate constantă, neglijînd astfel prezența izolației.

Deci densitatea solenației echivalentă (S_n) pe un element n este dată de relația:

$$S_n = \frac{I_n \cdot W_n}{a_n \cdot l_n}, \text{ Asp/cm}^2,$$

unde I_n, W_n, a_n și l_n reprezintă curentul nominal, numărul de spire, lățimea și lungimea secțiunii elementului n considerat. Elementul de înfășurare cu secțiunea dx, dy și de lungimea înfășurării se asimilează cu un conductor rectiliniu infinit de lung, parcurs de curentul $dI_n = S_n \cdot dx\, dy$ (fig. 6). Acest curent creează în punctul $N(X, Y)$ inducția magnetică dB (valoare de vîrf), dată de relația:

$$dB = 0{,}2\sqrt{2}\,\frac{S_n \cdot dx\, dy}{R},\ \text{Gs}.$$

Dacă se consideră numai componenta radială a cîmpului magnetic (dB_r) și se înlocuiește $R^2 = (X-x)^2 + (Y-y)^2$, se obține:

$$dB_r = 0{,}2 \cdot \sqrt{2}\,\frac{I_n \cdot W_n}{a_n \cdot l_n} \cdot \frac{Y-y}{(X-x)^2+(Y-y)^2} \cdot dx\, dy.$$

Integrînd relația pentru întreaga secțiune a elementului n cu densitate constantă a solenației, se obține valoarea inducției radiale (B_{rn}):

$$B_{rn}(X,Y) = 0{,}2\sqrt{2}\,\frac{I_n \cdot W_n}{a_n \cdot I_n}\int_{y_1}^{y_2}\int_{x_1}^{x_2}\frac{Y-y}{(X-x)^2+(Y-y)^2}\,dx\,dy$$

$$B_{rn}(X,Y) = 0{,}2\sqrt{2}\,\frac{I_n \cdot W_n}{a_n \cdot l_n}\Big\{(Y-y_1)\Big\{\operatorname{arc\,tg}\frac{Y-y_1}{X-x_2} - \frac{X-x_2}{2(Y-y_1)}\ln\left[1+\left(\frac{Y-y_1}{X-x_2}\right)^2\right] - \operatorname{arc\,tg}\frac{Y-y_1}{X-x_1} + \frac{X-x_1}{2(Y-y_1)}\ln\left[1+\left(\frac{Y-y_1}{X-x_1}\right)^2\right]\Big\} - (Y-y_2)\Big\{\operatorname{arc\,tg}\frac{Y-y_2}{X-x_2} - \frac{X-x_2}{2(Y-y_2)}\ln\left[1+\left(\frac{Y-y_2}{X-x_2}\right)^2\right] - \operatorname{arc\,tg}\frac{Y-y_2}{X-x_1} + \frac{X-x_1}{2(Y-y_2)}\ln\left[1+\left(\frac{Y-y_2}{X-x_1}\right)^2\right]\Big\}\Big\},\ \text{Gs}.$$

Relația este similară cu cea obținută pentru componenta axială a inducției B_a după [7].

Valoarea totală a inducției radiale B_r în punctul $N(X, Y)$ se obține prin însumarea valorilor parțiale B_{rn} obținut pentru fiecare din cele n elemente cu densitate constantă de amperspire în care au fost divizate înfășurările transformatorului care concură la formarea cîmpului în punctul considerat:

$$B_r(X, Y) = \sum_1^n B_{rn}(X, Y).$$

Variind coordonatele X, Y ale punctului N, se obțin curbele de distribuție spațială a componentei radiale a inducției magnetice de-a lungul înfășurării la nivelul diferitelor suprafețe ale acestora.

Cunoscînd valoarea inducției în diferite puncte, se poate calcula (pct. 3, *c*) distribuția forțelor axiale.

Pentru două transformatoare (20 MVA, 132/33 kV și 1 000 kVA, 6/0,4 kV) s-au determinat, prin calcul și experimental, curbele de distribuție a inducției radiale și forțelor axiale elementare și cumulate (fig. 7 și 8).

Calculele au fost executate pe un calculator electronic tip Elliot 803 B. Schema-bloc a programului se indică în figura 9*.

Atît calculul, cît și măsurătorile inducției radiale s-au făcut la suprafața înfășurării exterioare pentru a putea fi comparate. Forțele axiale calculate la valoarea nominală a curentului se extrapolează proporțional cu pătratul curentului la valoarea maximă de scurtcircuit a acestuia, reprezentate în figurile 1 și 8 prin valorile din paranteze.

S-a constatat că între curbele calculate și măsurate sînt diferențe mari. Pentru a elucida influența fierului asupra mărimii și distribuției componentei radiale a inducției s-au făcut cercetări experimentale asupra unui transformator de 315 kVA, 10/0,4 kV.

Folosind o sondă mare de 1 215 × 25 mm, avînd 300 spire pe transformatorul alimentat în scurtcircuit la circa valoarea curentului nominal, s-a măsurat inducția în diferite condiții, eliminînd treptat părțile din material feromagnetic.

Influența considerabilă a acestor piese asupra distribuției inducției radiale rezultă foarte clar din curbele prezentate în figurile 10 și 11.

Analizînd curbele de distribuție spațială a inducției radiale, respectiv a forțelor axiale, se constată următoarele: la capetele înfășurărilor, valorile calculate ale inducției sînt mai mari decît cele măsurate (abateri de 36% la 20 MVA, respectiv 50% la 1 000 kVA, față de cele măsurate). Cauza principală o constituie neglijarea influenței fierului care se manifestă mai pregnant la transformatorul de 1 000 kVA, la care jugurile se găsesc mai aproape de înfășurări.

Influența considerabilă a fierului este dovedită de curbele determinate experimental pe transformatorul de 315 kVA (fig. 10 și 11). La capetele înfășurărilor, mărimea componentei radiale a inducției este influențată, îndeosebi, de prezența jugurilor. De aceea, la acest transformator mai mic, abaterea între curbele *1* și *5* atinge 70—80%. Prezența cuvei în zona de capăt are efect opus jugului, ca pondere această influență fiind mult mai mică.

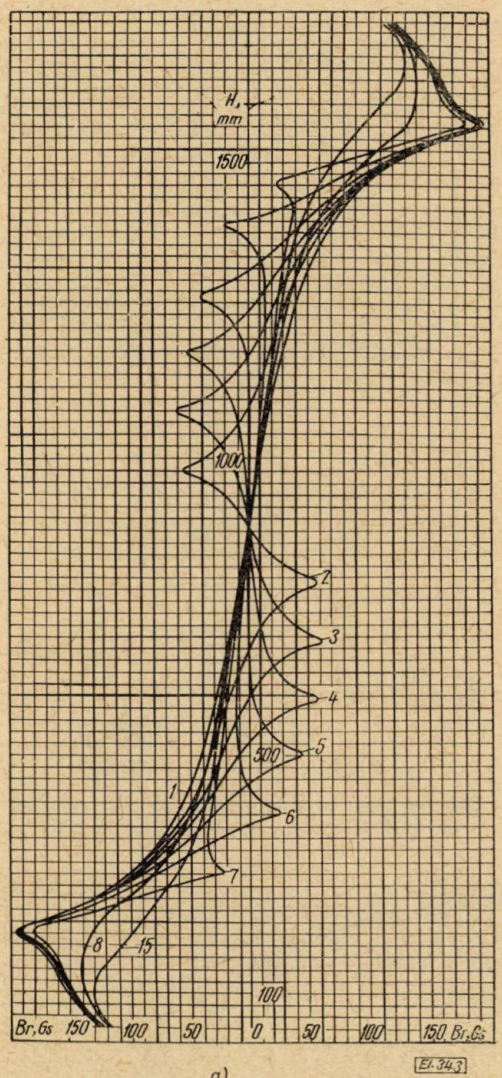
De asemenea, ca urmare a neglijării influenței fierului, se constată diferență în distribuția inducției radiale datorită denivelării în distribuția solenației. Trecerile prin zero față de cele calculate în realitate sînt deplasate către capetele înfășurării.

---

* Program elaborat în cadrul laboratorului uzinal de mat. I. Klincsek.

La transformatorul de 1 000 kVA se constată o creștere considerabilă a cîmpului radial datorit denivelării în distribuția solenației (30% la nivelul prizei 2 și 27% la nivelul prizei 3).

Această creștere devine mai pronunțată la transformatorul de 315 kVA.



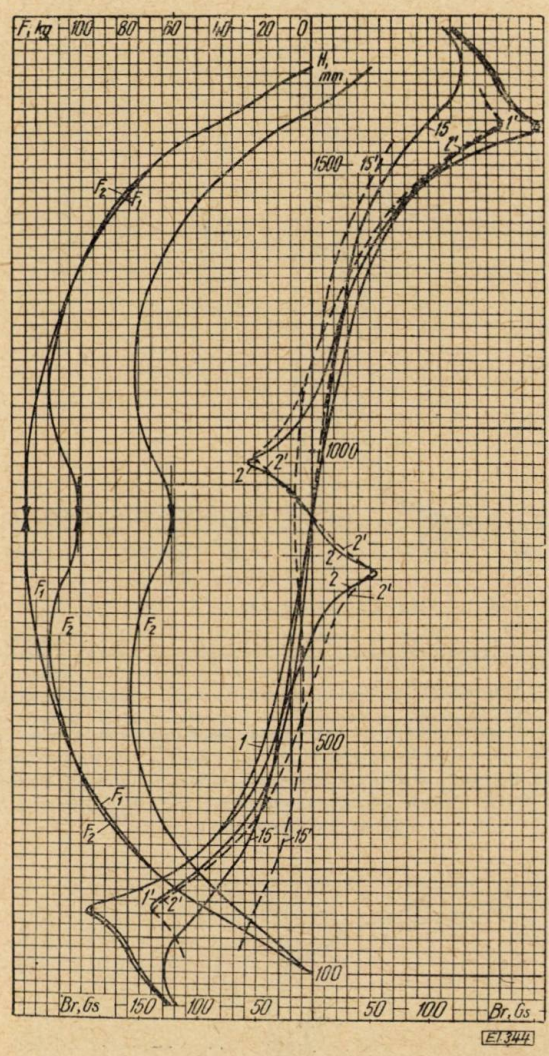
a)

Fig. 7, *a*. Curbele de repartiție a componentei radiale a inducției B_r pe înălțimea înfășurării H determinate prin calcul pentru prizele *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6*, *7*, *8* și *15* la curentul nominal al fiecărei prize pentru transformatorul de 20 MVA, 132/35 kV.

Exceptînd zona de capăt a înfășurărilor, influența cuvei și a miezului se exercită în același sens (curbele 1 și 2 din fig. 10 și 11).

Faptul că jugurile și piesele metalice de presare nu influențează în mod simetric înfășurările, curbele de distribuție capătă forme curioase, eventual cu mai multe treceri prin zero (la transformatorul de 315 kVA) sau cu o trecere mult deplasată de la mijloc (la transformatoarele de 20 MVA și 1 000 kVA), chiar și în cazul cînd solenațiile sînt relativ uniform distribuite.

Influența cantitativă a diverselor piese metalice (cuvă, inele de presare, juguri, coloane) pe diferite porțiuni ale înfășurărilor, în cazul transformatoarelor de putere relativ mică, re-



b)

Fig. 7, *b*. Curbele de repartiție a componentei radiale a inducției B_r și a forțelor axiale F calculate și măsurate la valoarea nominală a curentului pentru prizele *1*, *2* și *15* la transformatorul de 20 MVA, 132/33 kV:

1, *2*, *15* și *1'*, *2'*, *15'* – curbele inducției calculate, respectiv măsurate; F_1 – forța axială pentru priza *1* rezultată în baza inducției calculate, la curentul nominal de 79,5 A; F_2, F'_2 – forța axială pentru priza *2* rezultată în baza inducției calculate, respectiv măsurate la curentul nominal de 80,6 A.

zultă clar din compararea curbelor prezentate în figurile 10 și 11.

Evident că o oarecare influență pot prezenta și abaterile cotelor de execuție și montaj al bobinelor.

Cauzele arătate la cele trei transformatoare de tipuri și puteri foarte diferite se oglindesc diferențiat în diagramele forțelor totale (cumulate). La 20 MVA, forțele maxime calculate sînt mai mari (acoperitoare), iar la 1 000 kVA, mai mici

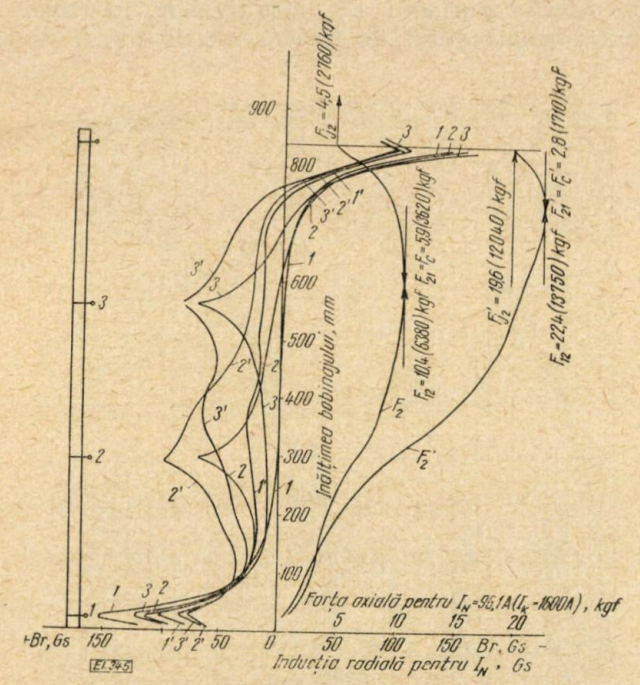


Fig. 8. Transformator 1 000 kVA, 6/0,4 kV :

1, 2, 3, 1', 2', 3' — curbele de distribuție spațială (de-a lungul înfășurării) a componentei radiale a inducției (B_r), respectiv pe prizele 1 (6 300 V), 2 (6 000 V) și 3 (5 700 V) pentru valoarea curenților nominali ai fiecărei prize, obținute pe bază de calcul, respectiv pe bază de măsurători; F_2, F'_2 — diagramele forțelor axiale totale (cumulate), corespunzătoare curentului nominal (în paranteză curentul de scurtcircuit) pentru înfășurarea de înaltă tensiune obținute pe baza datelor de calcul, respectiv de măsură; F_{12}, F'_{12} și F_{21}, F'_{21} — forțele maxime de deplasare ale părții inferioare a bobinajului către cea superioară, respectiv invers; F_C, F'_C — forțele maxime de compresie: F_{j2}, F'_{j2} — forțele de deplasare către jugul superior.

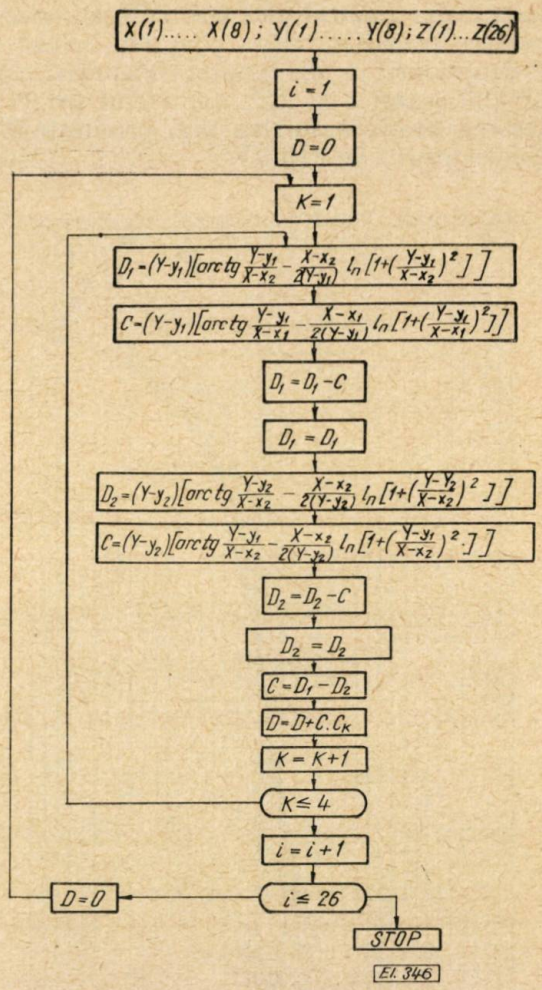


Fig. 9. Schema-bloc a programului pentru calculul inducției radiale cu calculatorul Elliot 803 B.

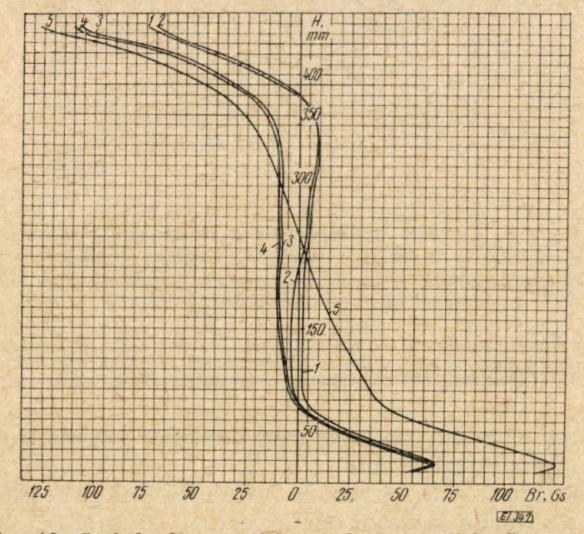


Fig. 10. Curbele de repartiție a inducției radiale B_r pentru curentul nominal, la suprafața bobinajului exterior, pe priza *1* (cu toate spirele în circuit și solenație relativ uniform distribuite) la un transformator de 315 kVA 10/10,4 kV :

H — înălțimea transformatorului. Curbele au fost ridicate în următoarele condiții: *1* — cu transformator încuvat, fără ulei; *2* — cu transformator decuvat; *3* — cu eliminarea jugului superior, menținînd inelele metalice (oțel) de presare; *4* — eliminînd atît jugul superior, cît și inelele de presare; *5* — eliminînd complet miezul transformatorului.

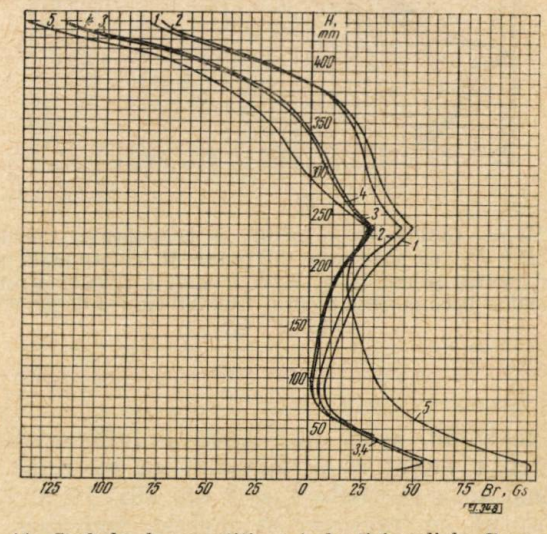


Fig. 11. Curbele de repartiție a inducției radiale B_r pentru curentul nominal, la suprafața înfășurării exterioare pe priza *2* (cu denivelare în distribuția solenației) la un transformator de 315 kVA 10/0,4 kV :

H — înălțimea transformatorului. Curbele au fost ridicate în următoarele condiții: *1* — cu transformatorul încuvat, fără ulei; *2* — cu transformatorul decuvat; *3* — cu eliminarea jugului superior, menținînd inelele metalice (oțel) de presare; *4* — eliminînd atît jugul superior, cît și inelele de presare; *5* — eliminînd complet miezul transformatorului.

decît cele măsurate care se pot considera mai aproape de cele reale.

Din figurile 7, *b* și 8 se constată că, în ipoteza simplificatoare a neglijării influenței fierului, eroarea de determinare prin calcul a forțelor axiale poate atinge cu ușurință 50—100%.

5. Concluzii

Ipoteza simplificatoare de neglijare a influenței fierului asupra mărimii și distribuției forțelor axiale, care se face cu ușurință în multe din metodele de calcul prezentate în literatura de specialitate, poate duce la erori de minimum 50—100%.

Eroarea se manifestă diferențiat atît ca mărime, cît și ca semn în curbele de distribuție de-a lungul înfășurărilor. Ea depinde foarte mult și de mărimea transformatorului, la unitățile mari și de tensiuni înalte (cu distanțe mari la miez) fiind mai mică, iar la unitățile mici (cu distanțe mici la miez) fiind mult mai pronunțată.

Metoda de calcul folosind calculator electronic, prezentată mai sus, permite determinarea cu suficientă precizie a prizei cu cele mai mari forțe axiale și furnizează valori acoperitoare pentru forțele axiale în transformatoarele de mare putere de tipul celui analizat.

Această metodă nu se recomandă pentru transformatoarele de putere mică și mijlocie, la care însă se poate folosi metoda de determinare experimentală prezentată, valabilă și pentru unitățile mari.

Îmbunătățirea curbelor de distribuție și reducerea forțelor axiale se pot realiza prin repartiția mai judicioasă, mai uniformă, a denivelărilor de amperspire între înfășurări, acest lucru putînd fi verificat fie prin determinări experimentale, fie prin calcul folosind metoda prezentată.

Bibliografie

[1] *Bălă, C.* și *Apetrei, C.* Reducerea forțelor electrodinamice de scurtcircuit la transformatoarele cu înfășurări cilindrice stratificate. În : Studii și cercetări de energetică și electrotehnică, tomul **14**, nr. 3, 1964, p. 521—531.

[2] *Cîrstea, D.* Determinarea experimentală a forțelor axiale în transformatoarele de putere. În : Electrotehnica, nr. 7, 1964, p. 241—249.

[3] *Cojocaru, I., Cîrstea, D.* și *Gaciu, C.* Studii privind stabilitatea termică și dinamică a transformatoarelor la scurtcircuit brusc. Comunicări tehnice, Electroputere, nr. 3, 1964, p. 1—12.

[4] *Salgues, M. F.* și *Hochart, M. B.* Contribuții teoretice și experimentale în problema eforturilor în scurtcircuit la transformatoare (Contribution théorique et expérimentale au problème des efforts en court-circuit dans les transformateurs). In : Bulletin de la Société Française des Électriciens, nr. 92, august 1958, p. 479—497.

[5] *Waters, M.* Calculul și măsurarea forțelor axiale în transformatoare cu bobine concentrice (The measurement and calculation of axial electromagnetic forces in concentric transformer windings). În : Proc. of Inst. El. Eng., vol. **II**, nr. 79, 1954, p. 35—46.

[6] *Apetrei, C.* și *Bălă, C.* Calculul și determinarea experimentală a forțelor axiale de scurtcircuit brusc la transformatoarele de putere. În : Electrotehnica **10**, nr. 8, august 1962, p. 285—294.

[7] *Weber, W.* și *Rheydt, B. R. D.* Folosirea calculatoarelor cifrice pentru rezolvarea unor probleme de calcule în domeniul construcției de transformatoare (Anwendung von Berechnungsanlagen auf des Gebiet des Transformatorenbaues). În : Elektrotechnik und Maschinenbau **80**, nr. 19—20, 15 octombrie 1963, p. 458—463.

Intrat în redacție la 30.V.1967

Comutatoarea cu înfăşurare suplimentară

M. Opaschi * — Reşiţa

CZ 621.314.53.045.34

Pentru convertirea curentului alternativ în curent continuu şi invers, în cazul cînd în reţea nu sînt variaţii mari sau bruşte de sarcină sau de tensiune, precum şi în cazul cînd nu se cere un reglaj în limite largi, este foarte indicată utilizarea comutatoarei cu un singur indus.

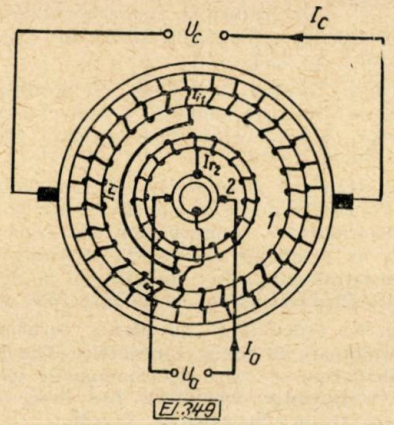


Fig. 1. Schema de principiu a comutatoarei cu înfăşurare suplimentară.

În acest caz, comutatoarea poate avea o serie de avantaje faţă de grupul motor-generator, cum ar fi: randamentul mai bun, gabaritul mai redus cu circa 50—60%, greutatea mai mică cu 30—40% şi costul mai scăzut [2], [4].

Comutatoarea cu o singură înfăşurare are însă neajunsul de a impune o relaţie rigidă între tensiunea alternativă şi cea continuă. Înlăturarea acestui neajuns se poate realiza prin comutatoarea cu înfăşurare suplimentară, care are, pe lîngă înfăşurarea comună pentru curent continuu şi curent alternativ, o înfăşurare suplimentară exclusiv pentru curent alternativ în serie cu cea principală, cu ajutorul căreia se poate asigura raportul de tensiune dorit (fig. 1).

În cele ce urmează ne propunem să stabilim principalele relaţii de proiectare pentru comutatoarea cu înfăşurare suplimentară.

Notînd cu *1* înfăşurarea principală (comună) şi cu *2* înfăşurarea suplimentară, se vor folosi următoarele notaţii pentru tensiuni, curenţi şi puteri:

U_c — tensiunea la borne pe partea de curent continuu;

U_{a1}, U_{a2}, U_a — tensiunea la borne pe partea de curent alternativ, respectiv pentru înfăşurarea principală, suplimentară şi totală;

I_c, I_a — curentul continuu de linie, respectiv curentul alternativ de linie;

I_{i_1}, I_{i_2} — curentul alternativ pe fază din interiorul înfăşurării principale, respectiv suplimentare;

P_c, P_a — puterea la borne, pe partea de curent continuu, respectiv de curent alternativ.

Înfăşurarea principală a comutatoarei este conectată pe o parte la colector, iar pe cealaltă parte, la înfăşurarea suplimentară.

Ca urmare, în spirele acestei înfăşurări se induc o tensiune electromotoare continuă şi una alternativă (fig. 2, *a*, *b*), care sînt legate între ele printr-o relaţie rigidă.

Înfăşurarea suplimentară a comutatoarei este intercalată între înfăşurarea principală şi inelele de contact.

Această înfăşurare este supusă rotaţiei în cîmpul magnetic al polilor principali şi, ca urmare, în ea se induce o tensiune alternativă (fig. 2, *c*), care se însumează cu tensiunea alternativă din înfăşurarea principală şi se obţine tensiunea rezultată (fig. 2, *d*).

Înfăşurarea principală a indusului, în afara condiţiilor impuse unui bobinaj de curent continuu, va satisface şi condiţia de simetrie, determinată de prezenţa inelelor de contact. Punctele de legătură dintre înfăşurarea principală şi înfăşurarea suplimentară vor fi decalate cu 120 grade electrice şi se vor alege astfel încît

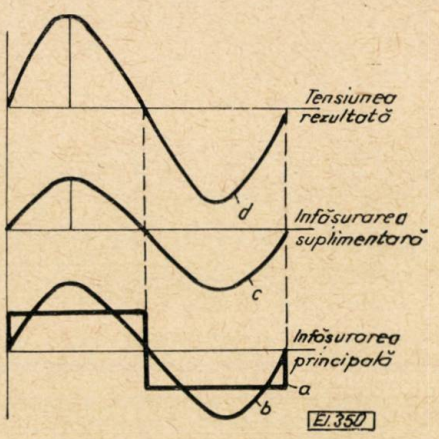


Fig. 2. Compunerea tensiunilor în spira medie.

compunerea tensiunilor să se efectueze conform figurii 2.

Calculele se vor efectua ţinînd seamă de pierderile şi de căderile de tensiune de la mersul în gol la mersul în sarcină [2], [5]. Alţi autori [3], [4] nu fac aceasta, ceea ce

* *M. Opaschi* este inginer şef la Institutul de proiectări pentru echipamente energetice — Reşiţa.

duce la erori apreciabile, aşa cum se arată în anexa 2.

Pentru stabilirea raportului dintre tensiunea electromotoare continuă şi tensiunile electromotoare alternative ale celor două înfăşurări se va considera mai întîi regimul de mers în gol. În acest caz :

$$E_c = \frac{Z}{2} f \cdot \Phi_s \cdot 10^{-8}; \quad (1)$$

$$E_{a_1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{Z}{am} f \Phi_1 \cdot \xi_1 \cdot 10^{-8}; \quad (2)$$

$$E_{a_2} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{Z_2}{a_2 m} f \Phi_1 \cdot \xi_2 \cdot 10^{-8}, \quad (3)$$

unde :

Z, Z_2 reprezintă numărul total de conductori din înfăşurarea principală, respectiv suplimentară ;

Φ_s, Φ_1 — fluxul unei spire pentru înfăşurarea de curent continuu, respectiv fluxul armonicii fundamentale pentru înfăşurările de curent alternativ ;

a, a_2 — numărul perechilor de căi paralele de curent din înfăşurarea principală, respectiv suplimentară ;

ξ_1, ξ_2 — factorul de înfăşurare al înfăşurării principale, respectiv suplimentare.

Efectuînd raportul dintre aceste relaţii, se obţine :

$$\frac{E_c}{E_{a_1}} = \frac{\sqrt{2}\, m \Phi_s}{\pi \cdot \xi_1 \cdot \Phi_1}; \quad (4)$$

$$\frac{E_c}{E_{a_2}} = \frac{\sqrt{2}\, m}{\pi \cdot \xi_1} \cdot \frac{a_2 Z}{a Z_2} \cdot \frac{\Phi_s}{\Phi_1} = \frac{E_c}{E_{a_1}} \cdot \frac{a_2 Z}{a Z_2}. \quad (5)$$

În cazul înfăşurării scurtate, factorul de înfăşurare are expresia :

$$\xi_1 = \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}},$$

cu care relaţiile (4) şi (5) devin :

$$\frac{E_c}{E_{a_1}} = \frac{\sqrt{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{\Phi_s}{\Phi_1}; \quad (6)$$

$$\frac{E_c}{E_{a_2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{a_2 Z}{a Z_2} \cdot \frac{\Phi_s}{\Phi_1} = \frac{E_c}{E_{a_1}} \cdot \frac{a_2 Z}{a Z_2}. \quad (7)$$

La mersul în gol, tensiunile de borne sînt egale cu tensiunile electromotoare induse în înfăşurări.

Rapoartele tensiunilor electromotoare (6) şi (7) depind de raportul $\frac{\Phi_s}{\Phi_1}$, adică de forma cîmpului magnetic în întrefier şi de poziţia periilor de pe colector, faţă de axa neutră.

În cazul nostru vom cere ca tensiunile electromotoare să aibă o formă sinusoidală ; maşina se va realiza cu întrefier variabil sub talpa polilor principali, iar axa periilor de pe colector trebuie să corespundă cu axa neutră.

Pentru această situaţie vom avea :

$$\frac{\Phi_s}{\Phi_1} = 1, \quad (8)$$

iar relaţiile (6) şi (7) vor deveni :

$$\frac{E_c}{E_{a_1}} = \frac{\sqrt{2}}{\sin \frac{\pi}{m}}; \quad (9)$$

$$\frac{E_c}{E_{c_2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{a_2 Z}{a Z_2}. \quad (10)$$

Relaţia (9) va avea valorile din tabela 1, în funcţie de numărul de faze.

Tabela 1

m	1	3	4	6	12
$\frac{E_c}{E_{a1}}$	1,414	1,633	2	2,828	5,465

La mersul în sarcină, tensiunile de borne diferă faţă de tensiunile electromotoare prin căderea ohmică de tensiune din înfăşurarea respectivă.

Ca urmare, tensiunile de borne la mersul în sarcină vor avea expresiile :

$$U_c = E_c \pm e_c; \quad U_{a_1} = E_{a_1} \pm e_1; \quad U_{a_2} = E_2 \pm e_2, \quad (11)$$

unde : e_c, e_1, e_2 reprezintă căderile de tensiune totale pentru înfăşurările respective.

Semnul + sau — se va alege ca, de obicei, pentru regimul motor, respectiv generator.

Tensiunea de borne rezultată pe partea de curent alternativ este suma tensiunilor parţiale din cele două înfăşurări :

$$U_a = U_{a_1} + U_{a_2}. \quad (12)$$

Se ştie că înfăşurarea indusului unei excitatoare se comportă ca o înfăşurare polifazată conectată în inel.

Ca urmare, curentul alternativ exterior (din inelul de contact) este egal cu diferenţa curenţilor pe fază (interiori), care sînt decalaţi între ei cu unghiul $\frac{2\pi}{m}$, deci avem :

$$I_a = 2I_{i_1} \cdot \sin\frac{\pi}{m}. \qquad (13)$$

Ţinînd seamă de pierderile din comutatoare, puterea cedată de curentul alternativ trebuie să fie egală cu puterea absorbită de curentul continuu, plus sau minus pierderile totale, adică :

$$P_a = P_c \pm \Sigma p. \qquad (14)$$

Semnele + sau — se referă la cele două cazuri în care poate funcţiona comutatoare, şi anume :

— cazul comutării din curent continuu în curent alternativ (+);

— cazul comutării din curent alternativ în curent continuu (—).

Pentru fiecare dintre aceste două cazuri, randamentul respectiv va avea următoarea expresie :

$$\eta_1 = \frac{P_c}{P_a} = \frac{P_c}{P_c + \Sigma_p}; \qquad (15)$$

$$\eta_2 = \frac{P_a}{P_c} = \frac{P_a}{P_a + \Sigma_p}. \qquad (16)$$

Explicitînd pierderile şi introducîndu-le în relaţia (14), se vor obţine pentru fiecare caz relaţiile :

$$P_a = P_c \frac{1}{\eta_1}; \qquad (17)$$

$$P_a = P_c \eta_2 \qquad (18)$$

sau revenind la o expresie unică, vom avea :

$$P_a = P_c\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right]. \qquad (19)$$

Convenim ca în expresia (19), cum şi în cele care urmează din paranteza $\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right]$, să se considere fie η_1 în cazul convertirii din curent continuu în curent alternativ, fie η_2 în cazul invers.

Expresiile puterilor sînt cunoscute, şi anume :

$$P_c = U_c I_c, \qquad (20)$$

$$P_a = m \cdot U_a \cdot I_{i_1} \cdot \cos\varphi. \qquad (21)$$

Pentru determinarea curenţilor alternativi din înfăşurarea principală se vor înlocui relaţiile (20) şi (21) în relaţia (19) şi vom obţine expresia curentului alternativ pe fază din interiorul înfăşurării :

$$I_1 = I_c \frac{U_c}{U_a} \cdot \frac{1}{m \cdot \cos\varphi}\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right] \qquad (22)$$

sau ţinînd seamă de relaţia (13), se va obţine curentul alternativ de linie :

$$I_a = I_c \frac{U_c}{U_a} \cdot \frac{2 \cdot \sin\frac{\pi}{m}}{m \cdot \cos\varphi}\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right]. \qquad (23)$$

Curentul alternativ pe fază din înfăşurarea suplimentară va fi :

$$I_{i_2} = \frac{I_a}{2a} \qquad (24)$$

sau, ţinînd seamă de relaţiile (13), respectiv (22), va deveni :

$$I_{i_2} = I_{i_1}\frac{\sin\frac{\pi}{m}}{a} = I_c \frac{U_c}{U_a} \cdot \frac{\sin\frac{\pi}{m}}{a \cdot m \cdot \cos\varphi}\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right]. \qquad (25)$$

Pornind de la relaţia (21) şi înlocuind I_{i_1} cu expresia (13), se obţine :

$$P_a = m\, U_a \frac{I_a}{2\sin\frac{\pi}{m}} \cos\varphi =$$

$$= \frac{\sqrt{m}}{2\sin\frac{\pi}{m}} \sqrt{m}\, U_a I_a \cos\varphi = K \cdot P_{ca},$$

unde :

$K = \frac{\sqrt{m}}{2\sin\frac{\pi}{m}} = \frac{P_a}{P_{ca}}$ este factorul de raportare;

$P_{ca} = \sqrt{m}\, U_a I_a \cos\varphi$ — puterea unei maşini de curent alternativ de dimensiuni egale cu comutatoarea.

Factorul de raportare a puterii comutatoarei faţă de puterea pe care o dă o maşină de curent alternativ de dimensiuni egale, în funcţie de numărul de faze, are valorile din tabela 2.

Tabela 2

m	2	3	6	12
K	0,707	1	2,45	6,7

Din tabela 2 rezultă că, în raport cu maşina de curent alternativ, utilizarea comutatoarelor monofazate nu este avantajoasă, iar utilizarea comutatoarei cu număr de faze mai mare decît 3 este avantajoasă din punct de vedere economic.

Pentru determinarea pierderilor în cupru în înfăşurarea principală se va folosi relaţia stabilită pentru comutatoarea cu o înfăşurare :

$$p_{Cu_1} = R_{a_1}\left(I_c^2 + 4\, I_{i_1}^2 - \frac{8\sqrt{2}}{\pi^2}\, m\, I_c I_{i_1} \sin\frac{\pi}{m}\cos\varphi\right). \qquad (26)$$

Înlocuind curentul I_{i_1} prin expresia (22) și scoțînd factorul comun I_c, se vor obține pierderile în cupru în înfășurarea principală:

$$p_{Cu_1} = R_{a_1} I_c \left[1 + 4\left(\frac{U_c}{U_a}\right)\frac{1}{m^2 \cdot \cos^2\varphi}\left(\frac{\eta_2}{\eta_1}\right)^2 - \right.$$

$$\left. - \frac{8\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot \frac{U_c}{U_a}\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right] \sin\frac{\pi}{m}\right] = R_{a_1} \cdot I_c \cdot \nu_1 = p'_{Cu} \cdot \nu_1, \quad (27)$$

unde:

$$\nu_1 = 1 + 4\left(\frac{U_c}{U_a}\right)^2 \frac{1}{m^2 \cdot \cos^2\varphi}\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right]^2 - \frac{8\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot$$

$$\cdot \frac{U_c}{U_a}\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right] \sin\frac{\pi}{m}; \quad (28)$$

p_{Cu} — pierderile în cupru în mașina de curent continuu de dimensiuni și putere egală cu comutatoarea redusă la înfășurarea principală.

Pierderile din cupru în înfășurarea suplimentară vor fi:

$$p_{Cu_2} = m R_{a_2} \cdot I_a^2. \quad (29)$$

Înlocuind I_a din relația (23), se va obține:

$$p_{Cu_2} = R_{a_2} \cdot I_a^2 \left[\frac{4 \cdot \sin^2\frac{\pi}{m}}{m^2 \cdot \cos^2\varphi}\left(\frac{U_c}{U_a}\right)^2\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right]^2\right] =$$

$$= R_{a_2} \cdot I_a^2 \nu_2 = p''_{Cu} \cdot \nu_2, \quad (30)$$

unde:

$$\nu_2 = \frac{4 \sin^2\frac{\pi}{m}}{m^2 \cdot \cos^2\varphi}\left(\frac{U_c}{U_a}\right)^2\left[\frac{\eta_2}{\eta_1}\right]^2; \quad (31)$$

p''_{Cu} — pierderi în cupru în mașina de curent continuu de dimensiuni și putere egală cu comutatoarea redusă la înfășurarea suplimentară.

Pierderile totale în cupru pentru comutatoarea cu înfășurare suplimentară, ținînd seamă de relațiile (27) și (30) vor fi:

$$p_{Cu} = p_{Cu_1} + p_{Cu_2} = R_{a_1} I_c^2 \nu_1 + R_{a_2} I_c^2 \nu_2 =$$

$$= I_c(R_{a_1} \nu_1 + R_{a_2} \nu_2) = p'_{Cu} \nu_1 + p''_{Cu} \nu_2. \quad (32)$$

Ținînd seamă de relația (32), rezultă expresiile căderilor de tensiune din înfășurarea principală, respectiv suplimentară:

$$e_{1b} = R_{a_1}\sqrt{\nu_1} \cdot I_c; \quad (33)$$

$$e_{2b} = R_{a_2}\sqrt{\nu_2} \cdot I_c. \quad (34)$$

Cunoscînd curenții echivalenți din cele două înfășurări, secțiunile respective ale conductorilor de cupru se determină cu ajutorul relațiilor:

$$q_{Cu_1} = \frac{\sqrt{\nu_1} \cdot I_c}{2 a j_1}; \qquad q_{Cu_2} = \frac{\sqrt{\nu_2} \cdot I_c}{2 a j_2},$$

unde:

j este densitatea de curent.

Dacă la comutatoarea cu înfășurare suplimentară se suprimă înfășurarea suplimentară, se obține comutatoarea cu o singură înfășurare și cu raport rigid între tensiunea alternativă și cea continuă. Dacă în acest din urmă caz vom neglija randamentul și căderile ohmice, atunci vom avea:

$$U_{a_2} = 0; \quad U_a = U_{a_1}; \quad \eta = 1;$$

$$e_1 = e_2 = 0; \quad U_a = E_a. \quad (35)$$

În consecință, relațiile de bază ale comutatoarei cu înfășurare suplimentară (9), (22), (23) și (27) devin:

$$\frac{E_c}{E_a} \cong \frac{U_c}{U_a} = \frac{\sqrt{2}}{\sin\frac{\pi}{m}}; \quad (36)$$

$$I_1 = I_c \frac{U_c}{U_a} \frac{1}{m \cdot \cos\varphi} = I_c \frac{\sqrt{2}}{m \cdot \sin\frac{\pi}{m} \cos\varphi}; \quad (37)$$

$$I_a = I_c \frac{U_c}{U_a} \cdot \frac{2 \cdot \sin\frac{\pi}{m}}{m \cdot \cos\varphi} = I_c \frac{2\sqrt{2}}{m \cdot \cos\varphi}; \quad (38)$$

$$p_{Cu_1} = R_{a_1} I_c \left(1 + \frac{8}{m^2 \sin^2\frac{\pi}{m} \cos^2\varphi} - \frac{16}{\pi^2}\right). \quad (39)$$

Aceste relații sînt chiar relațiile comutatoarei cu o singură înfășurare.

Ca urmare, se constată că relațiile stabilite pentru comutatoarea cu înfășurare suplimentară sînt, de fapt, relațiile generale ale comutatoarei din care, prin particularizare, se obțin relațiile comutatoarei cu o singură înfășurare.

Pentru aprecierea gradului de exactitate a relațiilor stabilite mai sus, cum și pentru precizarea unor probleme de proiectare, în anexa 1 se prezintă un exemplu numeric, iar în anexa 2 se prezintă o tabelă comparativă privind mărimile principale calculate după cele două metode și eroarea aferentă.

ANEXA 1

Exemplu numeric

Cu ajutorul relațiilor stabilite în această lucrare s-a efectuat proiectarea unei comutatoare monofazate cu înfășurare suplimentară, destinată pentru alimentarea unei stații de radio dintr-un automotor Diesel electric. Comutatoarea este alimentată în curent continuu de la o baterie de acumulatoare avînd $U_c = 48$ V și trebuie să asigure pe partea de curent alternativ $P_a = 500$ VA, $U_a = 110 \pm 5\%$ V, $\cos\varphi = 1$, $f = 50$ Hz. De asemenea, trebuie să realizeze o tensiune electromotoare de formă sinusoidală.

Principalele mărimi calculate şi rezultatele obţinute la probe sînt prezentate în tabela 3.

Tabela 3

Mărimea	Unitatea de măsură	Numărul relaţiei de calcul	Valoarea calculată	Valoarea măsurată
P_a	VA	—	500	500
U_a	V	—	110+5%	105,8
f	Hz	—	50	50
	%	—	70	70
I_a	A		4,5	4,72
U_c	V	—	48	48
I_c	A		14,9	14,9
E_{a1}	Y	(2)	32,4	32,7
E_{a2}	V	(3)	89	81,8
E_a	V		121,4	114,5
U_{a1}	V	(11)	31,998	32,2
U_{a2}	V	(11)	81,3	73,8
U_a	V	(12)	113,298	106
e_1	V		0,402	0,5
e_2	V		7,7	8
e	V		8,102	8,5
$\nu 1$	—	(28)	0,744	
$\nu 2$	—	(31)	0,093	

Alegerea numărului de poli nu este liberă ca la maşina de curent continuu, ci este determinată prin relaţia de sincronizare a maşinii sincrone.

apropiată de o sinusoidă, ceea ce se realizează cu ajutorul întrefierului variabil, respectiv o anumită formă pentru talpa polului principal şi o anumită valoare pentru arcul polar.

Se recomandă ca întrefierul la mijlocul tălpii polare să fie :

$$\delta = 0{,}3\,\frac{A \cdot \tau_p}{B_\delta},$$

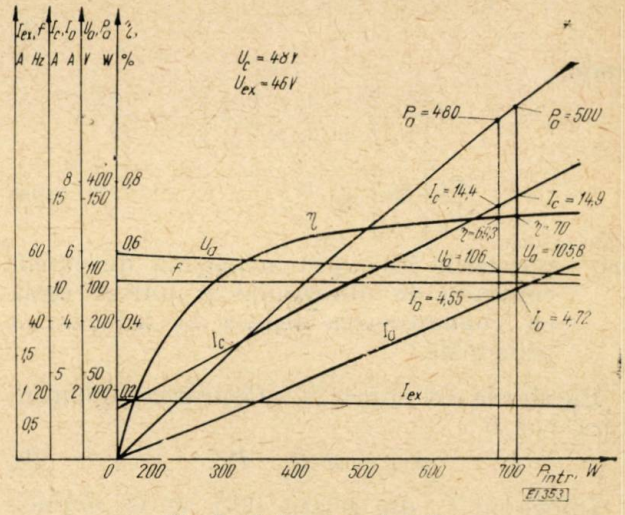


Fig. 5. Curbele caracteristice.

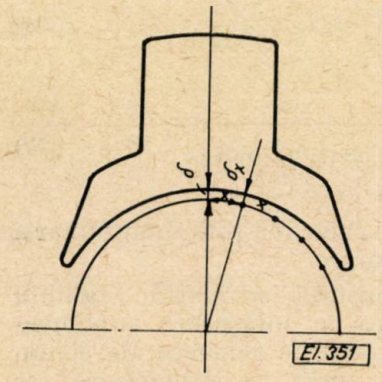


Fig. 3. Trasarea tălpii polare.

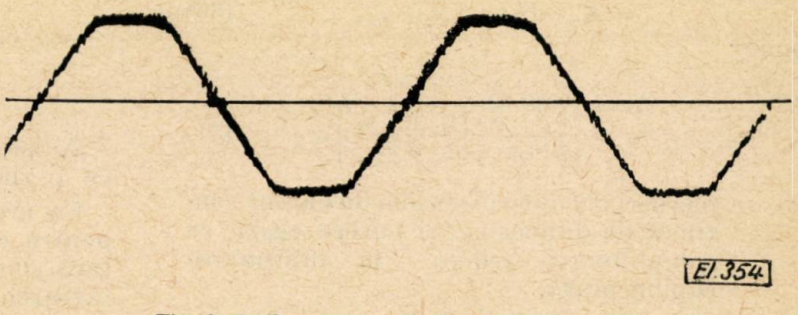


Fig. 6. Oscilograma tensiunii la mersul în gol.

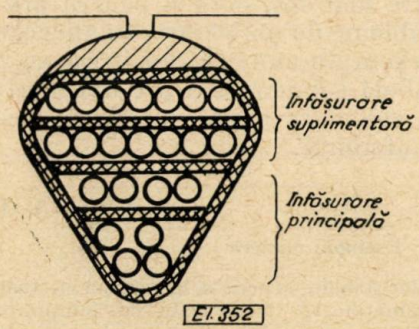


Fig. 4. Dispoziţia conductoarelor în crestătură.

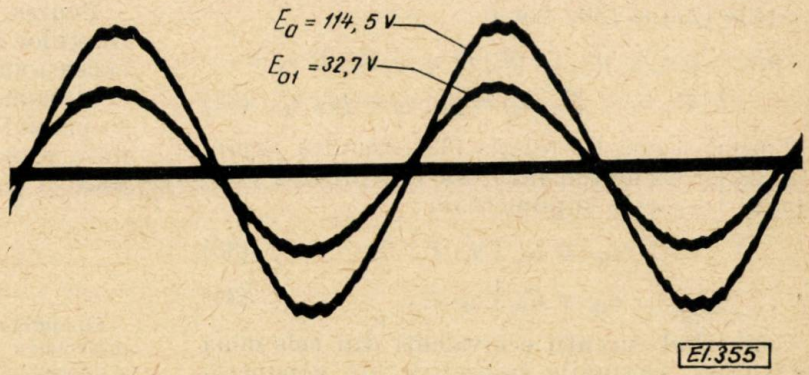


Fig. 7. Oscilograma tensiunilor la mersul în gol.

În timp ce tensiunea electromotoare la maşina de curent continuu depinde numai de fluxul total, la comutatoare este necesar ca repartiţia inducţiei pe pasul polar să fie cît mai

iar arcul polar :

$$b_p = 0{,}8\ \tau_p.$$

Întrefierul la distanța x pe periferia cercului rotoric (fig. 3) se calculează după [5] cu relația :

$$\delta_x = \delta \left[\frac{K_c}{\cos \frac{\pi}{\tau_p} x} - (K_c - 1) \right].$$

Dînd diferite valori pentru x, se obțin valorile corespunzătoare pentru δx, cu ajutorul cărora se construiește, prin puncte, talpa polului principal.

Dispoziția conductorilor în crestătură s-a efectuat ca în figura 4, adică suprafața inferioară este ocupată de înfășurarea principală, iar suprafața superioară este ocupată de înfășurarea suplimentară.

Curbele caracteristice obținute la probe sînt prezentate în figura 5.

La o comutatoare, polii principali au fost proiectați și executați în două variante, și anume cu întrefier constant și $bp = 0{,}6 \cdot \tau p$ și cu întrefier variabil și $bp = 0{,}8 \cdot \tau p$.

Oscilogramele tensiunii electromotoare pentru cele două variante sînt prevăzute în figura 6 , respectiv figura 7.

În primul caz s-a obținut o curbă trapezoidală, iar în al doilea caz s-a obținut o curbă sinusoidală.

Analizînd curbele de tensiune, se constată că în cazul întrefierului constant, coeficientul de deformare este $Kd = 13{,}1\,\%$, iar în cazul întrefierului variabil este $Kd = 4{,}72\,\%$ care se încadrează în limita prescrisă de norme.

ANEXA 2

Tabela comparativă

privind mărimile principale ale comutatoarei cu înfășurare de putere 500 VA, determinate prin metoda precisă, respectiv metoda aproximativă și eroarea aferentă.

Metoda precisă	Metoda aproximativă	
ținînd seamă de randament și căderile ohmice de tensiune	neglijînd randamentul și căderile ohmice de tensiune	Eroarea, %
$\frac{E_c}{E_a} = \frac{\sqrt{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} = 1{,}41$	$\frac{E_c}{E_a} = \frac{\sqrt{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} = 1{,}41$	0
$\frac{U_c}{U_a} = \frac{48}{31.998} = 1{,}5$	$\frac{U_c}{U_a} \cong \frac{E_c}{E_a} = 1{,}41$	−6,4
$\frac{I_{i1}}{I_c} = \frac{U_c}{U_{a1}} \cdot \frac{\eta}{m \cdot \cos\varphi} = 0{,}525$	$\frac{I_{i1}}{I_c} = \frac{\sqrt{2}}{m \cdot \sin\cos\varphi} = 0{,}71$	+35
$\frac{I_a}{I_c} = \frac{U_c}{U_a} \cdot \frac{2 \sin \frac{\pi}{m}}{m \cdot \cos\varphi} \eta = 1{,}05$	$\frac{I_a}{I_c} = \frac{2\sqrt{2}}{m \cos\varphi} = 1{,}41$	+34,5
$\nu = 0{,}9$	$\nu = 1{,}38$	+53,5
$p_{Cu} = \nu \left((R_a I_c^2) = 0{,}9 \left(R_a I_c^2 \right) \right.$	$p_{Cu} = \nu (R_a I_c) = 1{,}38 \left(R_a I_c^2 \right)$	+53,5
$e_c = \sqrt{\nu} (R_a I_c) = 0{,}94 (R_a I_c)$	$e_c = \sqrt{\nu} (R_a I_c) = 1{,}175 (R_a I_c)$	+25

Relațiile pentru metoda aproximativă, bazate pe neglijarea randamentului și a căderilor de tensiune, sînt după autorii [3] și [4].

Bibliografie

[1] *Andronescu, Pl .* Curs de electrotehnică.

[2] Manualul inginerului electrician, vol. II, București, Editura tehnică, 1951.

[3] *Liwschitz, M.* Elektrische Maschinen, I, III. Leipzig, 1931.

[4] *Piotrovschi, L. M.* Mașini electrice. București, E.E.S., 1953.

[5] *Richter, R.* Elektrische Maschinen, B. II. Berlin, 1930.

Intrat în redacție la 1.VI.1966

Asupra calculului unor mărimi referitoare la plăcile Hall dreptunghiulare, plecînd de la spectrul cîmpului electric

Constantin Şora * — Timişoara

CZ 538.632 : 621.317.42.088.23

1. Generalităţi

În mod obişnuit, pentru rezolvarea diferitelor probleme referitoare la cîmpul electric din plăcile Hall dreptunghiulare, se foloseşte metoda reprezentărilor conforme [1]—[5]. Dintre mărimile mai importante ce intervin în studiul generatorului Hall, determinate pe această cale, pentru plăcile dreptunghiulare Hall cu electrozii de comandă lipiţi pe întreaga lăţime, se menţionează : factorul de corecţie al tensiunii Hall, $G(\theta, \lambda) = U_h/U_{h\infty}$, definit prin cîtul dintre tensiunea Hall pentru placa Hall dată şi tensiunea Hall corespunzătoare unei plăci de lungime infinită şi factorul de creştere al rezistenţei electrice a plăcii Hall în prezenţa cîmpului magnetic, $K_r(\theta, \lambda)$. Ambele mărimi depind de unghiul Hall θ şi de geometria plăcii, caracterizată prin cîtul dintre laturile dreptunghiului, $\lambda = a/b$.

Sînt cunoscute dificultăţile deosebite care apar la rezolvarea acestei probleme pe baza metodei reprezentărilor conforme, ca urmare a particularităţilor pe care le prezintă cîmpul electric din placa Hall. În expresiile obţinute pentru cele două mărimi intervin integrale care nu se pot rezolva direct, astfel că rezolvarea lor într-un caz concret se face prin metode de aproximare. Este interesant de remarcat însă faptul că determinarea pe baza metodei reprezentărilor conforme a mărimilor mai sus amintite nu presupune cunoaşterea spectrului cîmpului electric din placa Hall, ceea ce constituie o caracteristică a acestei metode. De altfel, trasarea spectrului cîmpului electric pe baza funcţiilor de reprezentare conformă ar fi o operaţie foarte dificilă, din care cauză această rezolvare nici nu este uzuală.

În această lucrare ne propunem să calculăm cele două mărimi G şi K_r, plecînd de la alte date, şi anume presupunînd cunoscut tocmai spectrul cîmpului electric din placa Hall. Oportunitatea stabilirii expresiilor de calcul ale mărimilor G şi K_r în aceste condiţii este justificată, pe de o parte de faptul că există posibilitatea trasării spectrului cîmpului electric din placa Hall pe o cale relativ simplă [6], iar pe de altă parte pentru că aceste expresii nu sînt cunoscute în literatură. Consideraţiile teoretice care urmează să fie expuse presupun cunoaşterea aplicării metodei reprezentărilor conforme pentru determinarea pe cale obişnuită a mărimilor analizate.

Mărimile care în acest studiu se consideră date sînt : unghiul θ, cîtul dintre laturile dreptunghiului Hall, $\lambda = a/b$ şi cîtul dintre laturile paralelogramului Hall $\nu = c/d$. De asemenea, se presupune cunoscut spectrul cîmpului electric din placa Hall, cu observaţia că de fapt este suficient să se cunoască numai liniile echipotenţiale din placa Hall.

În ceea ce priveşte celelalte condiţii de studiu, acestea sînt cele obişnuite. Se consideră generatorul Hall, în gol, în regim staţionar.

2. Factorul de creştere al rezistenţei electrice, $K_r(\theta, \lambda)$

Pentru calculul rezistenţei electrice a plăcii Hall ne vom referi la paralelogramul Hall, reprezentat în planul complex $W = U + jV$ (fig. 1). La θ dat, paralelogramul Hall este caracterizat prin cîtul dintre laturi $\nu = \overline{P_1P_2}/\overline{P_1P_4} = c/d$. Segmentele $\overline{P_1P_4}$ şi $\overline{P_2P_3}$ corespund electrozilor de comandă din placa Hall.

Spectrul cîmpului electric în paralelogramul Hall este simplu şi cunoscut (fig. 1). Pentru $U = \text{const.}$ se obţin liniile cîmpului electric $\bar{E}$, iar pentru $V = \text{const.}$, liniile echipotenţiale. Liniile densităţii de curent $\bar{J}$ sînt drepte înclinate cu unghiul θ faţă de axa imaginară.

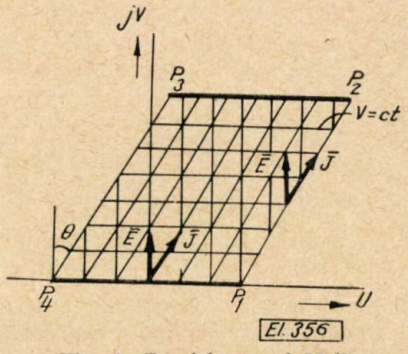


Fig. 1. Paralelogramul Hall.

Pentru rezistenţa electrică $R(\theta, \lambda)$, definită prin cîtul dintre tensiunea U aplicată la electrozii de comandă şi curentul total I care străbate placa, se obţine expresia :

$$R(\theta, \lambda) = \frac{U}{I} = \frac{\int_1^2 \bar{E}\cdot d\bar{l}}{\int_s \bar{J}\cdot d\bar{s}} = \frac{E\cos\theta}{J_n h}\cdot\frac{c}{d}, \qquad (1)$$

* Dr. ing. *C. Şora* este profesor la Institutul politehnic-Timişoara.

în care h este grosimea plăcilor, iar $J_n = J \cos \theta$ este componenta normală a densității de curent.

Dacă se ține seamă de relația $J = \sigma (B) \cdot E \cos \theta$, care rezultă din legea conducției electrice aplicată într-un punct din placa semiconductoare, relația (1) devine :

$$R(\theta, \lambda) = \frac{1}{\sigma (B)} \cdot \frac{1}{h} \cdot \frac{1}{\cos \theta} \cdot \nu, \qquad (2)$$

unde $\sigma (B)$ este conductivitatea electrică a materialului semiconductor la inducția magnetică considerată, B.

Relația (2) se poate folosi și pentru calculul rezistenței electrice a plăcii Hall, pe baza metodei reprezentărilor conforme. În acest caz ν nu se consideră dat, ci rezultă din corespondența planurilor complexe introduse.

Rezistența electrică a plăcii Hall, în lipsa inducției magnetice, $B = 0$, este :

$$R(0, \lambda) = \frac{1}{\sigma (0)} \cdot \frac{1}{h} \cdot \frac{a}{b} = \frac{1}{\sigma (0)} \cdot \frac{1}{h} \cdot \lambda, \qquad (3)$$

unde $\sigma (0)$ este conductivitatea materialului semiconductor pentru $B = 0$.

Ținînd seamă de relațiile (2) și (3), pentru factorul de creștere al rezistenței electrice K_r' se obține expresia :

$$K_r'(\theta, \lambda) = \frac{R(\theta, \lambda)}{R(0, \lambda)} = \frac{\sigma (0)}{\sigma (B)} \cdot \nu \cdot \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{1}{\cos \theta}. \qquad (4)$$

Dacă în locul factorului de creștere al rezistenței $K_r'(\theta, \lambda)$ se introduce factorul $K_r(\theta, \lambda) = K_r'(\theta, \lambda) \cdot \sigma (B)/\sigma (0)$, care nu ține seamă de efectul magnetorezistiv fizic, se obține expresia :

$$K_r(\theta, \lambda) = \nu \cdot \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{1}{\cos \theta}. \qquad (5)$$

Se observă din relația (5) că calculul factorului de creștere al rezistenței, K_r, exprimat în funcție de mărimi considerate date, este foarte simplu.

3. Factorul de corecție al tensiunii Hall, $G(\theta, \lambda)$

În figura 2 sînt reprezentate calitativ liniile echipotențiale pentru o placă Hall. Placa este caracterizată prin cîtul dintre laturi, $\lambda = \overline{P_1P_4}/\overline{P_1P_2} = a/b$.

Ne interesează tensiunea Hall între două puncte 2 și 2′ dispuse într-un plan perpendicular pe axa longitudinală a plăcii. În lipsa inducției magnetice, deci și a efectului Hall, tensiunea dintre aceste puncte este nulă.

Cîmpul electric din placa Hall fiind un cîmp potențial, tensiunea electrică dintre punctele 2 și 2′ este independentă de linia considerată pentru integrare, între punctele respective. În cazul nostru este avantajos ca linia să se considere astfel încît o parte din ea să corespundă unei linii echipotențiale. Astfel, se poate considera linia $24 \to 44' \to 4'2'$, linia $23 \to 33' \to 3'2'$ sau o altă variantă. Pentru oricare dintre aceste variante, rezultatul trebuie să fie același.

Notînd cu $\Delta U_c (B)$ diferența de potențial dintre două linii echipotențiale vecine și cu x numărul de intervale de tensiune $\Delta U_c (B)$ corespunzătoare segmentelor $\overline{24} + \overline{4'2'}$ sau $\overline{23} + \overline{3'2'}$, de pe cele două fețe libere ale plăcii,

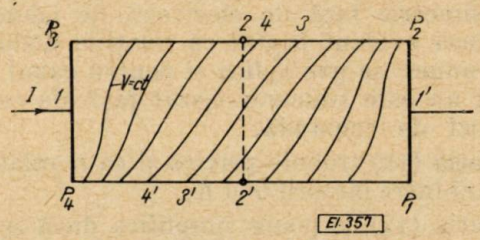


Fig. 2. Explicativă pentru calculul tensiunii Hall.

pentru tensiunea Hall dintre punctele 2 și 2′ se obține expresia :

$$U_h = x \cdot \Delta U_c (B). \qquad (6)$$

Dacă se notează cu m numărul liniilor echipotențiale trasate și cu $U_c (B)$ tensiunea de comandă aplicată electrozilor de comandă, relația (6) se poate scrie și sub forma :

$$U_h = x \cdot \frac{U_c (B)}{m + 1}. \qquad (6')$$

Este avantajos ca tensiunea de comandă $U_c (B)$ să fie exprimată în funcție de alte mărimi. Ținînd seamă de faptul că, la curent de comandă constant I, factorul de creștere al rezistenței $K_r' = U_c (B)/U_c (0)$, iar tensiunea de comandă $U_c (0)$, în lipsa inducției magnetice, are expresia :

$$U_c (0) = \frac{1}{\sigma (0)} \cdot \frac{1}{h} \cdot \lambda \cdot I, \qquad (7)$$

relația (6′) devine :

$$U_h = x \cdot \frac{1}{m + 1} \cdot K_r' \cdot \frac{1}{\sigma (0)} \cdot \frac{1}{h} \cdot \lambda \cdot I, \qquad (8)$$

sau :

$$U_h = x \cdot \frac{1}{m + 1} \cdot K_r \cdot \frac{1}{\sigma (B)} \cdot \frac{1}{h} \cdot \lambda \cdot I. \qquad (9)$$

Dacă placa Hall ar avea o lungime infinită, tensiunea Hall are expresia cunoscută :

$$U_{h\infty} = C_H \cdot \frac{1}{h} \cdot B \cdot I, \qquad (10)$$

unde C_H este constanta Hall.

Ținînd seamă de relația $\operatorname{tg} \theta = C_H \sigma B$, relația (10) se poate scrie și sub forma :

$$U_{h\infty} = \frac{1}{\sigma (B)} \cdot \frac{1}{h} \cdot \operatorname{tg} \theta \cdot I, \qquad (11)$$

care este avantajoasă pentru scopul urmărit.

Factorul de corecţie $G(\theta, \lambda)$ are deci expresia :

$$G(\theta, \lambda) = \frac{U_h}{U_{h\infty}} = x \cdot \frac{1}{m+1} \cdot K_r \cdot \lambda \cdot \frac{1}{\operatorname{tg} \theta} \cdot \quad (12)$$

Obişnuit, factorul de corecţie $G(\theta, \lambda)$ se defineşte pentru cazul cînd punctele 2 şi 2′ între care se calculează tensiunea Hall sînt într-un plan simetric faţă de electrozii de comandă. Este însă evident faptul că relaţiile deduse la acest punct se pot aplica şi pentru cazul cînd planul nu este simetric aşezat faţă de cei doi electrozi de comandă.

Relaţia (12) trebuie privită şi ca o relaţie de legătură între factorii G şi K_r.

Relaţia (12) se poate simplifica dacă se ţine seamă de relaţia (5) stabilită pentru K_r. Se obţine deci şi expresia :

$$G(\theta, \lambda) = x \cdot \frac{1}{m+1} \cdot \nu \cdot \frac{1}{\sin \theta} . \quad (13)$$

Se poate constata din relaţia (13) că şi factorul de corecţie al tensiunii $G(\theta, \lambda)$ se calculează în mod foarte simplu, în funcţie de mărimi considerate cunoscute.

4. Concluzii

În lucrare se stabilesc relaţiile de calcul pentru factorul de creştere al rezistenţei electrice $K_r(\theta, \lambda)$ şi factorul de corecţie al tensiunii Hall $G(\theta, \lambda)$, plecînd de la spectrul cîmpului electric din placa Hall, reprezentat prin liniile echipotenţiale. Se consideră plăci Hall dreptunghiulare cu electrozii de comandă lipiţi pe întreaga lăţime a acestora. După cum se ştie, expresiile acestor mărimi stabilite pe baza metodei reprezentărilor conforme conţin integrale ce nu se pot rezolva direct, ci numai prin metode de aproximare.

Expresiile stabilite în lucrare pentru aceleaşi mărimi în schimb sînt foarte simple.

Aceste expresii conduc şi la o relaţie de legătură între factorul de creştere al rezistenţei şi factorul de corecţie al tensiunii Hall. Aplicarea relaţiilor stabilite prezintă un interes practic, deoarece există posibilitatea trasării spectrului cîmpului electric din placa Hall pe o cale relativ simplă.

Se poate aprecia că rezultatele obţinute în această lucrare lărgesc posibilităţile de studiu ale generatorului Hall.

Bibliografie

[1] *Lippmann, H. J.* şi *Kuhrt, F.* Der Geometrieeinflus auf den transversalen magnetischen Wiederstandseffekt bei rechteckförmigen Halbleiterplatten. In : Z. Naturforschg., vol. **13**, 1958, p. 462–474.

[2] *Lippmann, H. J.* şi *Kuhrt, F.* Der Geometrieeinfluss auf den Hall-Effekt bei rechteckigen Halbleiterplatten. In : Z. Naturforschg., vol. **13**, 1958, p. 474–483.

[3] *Haeusler, J.* Der Widerstand und das Feld eines rechteckigen Hall-Plättchens. In : Z. Naturforschg., vol. **17**, 1962, p. 506–513.

[4] *Wick, R. F.* Solution of the Field Problem of the Germanium Girator. In : J. Appl. Phys., Bd. **25**, nr. 6, 1954, p. 741–756.

[5] *De Sabata, I.* Cîmpul electric din transductoare Hall în regim cvasistaţionar. Disertaţie. Institutul politehnic-Timişoara, 1966.

[6] *Rojankovskii, R. V.* Modelirovanie elektriceskovo polea datcika Holla. In : Matematiceskoe modelirovanie i elektriceskie ţepi. AN SSSR, vîp. IV., Kiev, 1966, p. 253–269.

Intrat în redacţie la 20.III.1967

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Observaţii privind calculul circuitului magnetic la contactoarele electromagnetice de curent continuu cu circuitul magnetic închis prin lagăre

Vasile Truşcă * — Bucureşti

CZ 621.316.57.024.01.24

Construcţia contactoarelor electromagnetice de curent continuu cu circuitul magnetic închis prin lagăre a intrat în fabricaţia indigenă de aparate electrice de joasă tensiune în ultimii ani, o dată cu asimilarea după licenţă a echipamentului electric pentru tracţiunea diesel-electrică feroviară, iar de curînd şi pentru tracţiunea electrică.

Faptul că circuitul magnetic al acestor tipuri de contactoare este de o formă deosebită, fiind un circuit magnetic ramificat care se închide prin lagărele contactorului, presupune un calcul deosebit de cel al contactoarelor electromagnetice obişnuite.

În articolul de faţă se expun metode de calcul pentru circuitul magnetic şi permeanţele în aer ale acestui tip de contactor.

Construcţia contactorului se urmăreşte pe figura 1, *a* şi *b*. Miezul magnetic *1* se prinde de armătura fixă *2* prin sudură. Piesa polară *3* se prinde de miez printr-un şurub, iar armătura mobilă *4* se prinde de axul *5* prin două şuruburi. Circuitul magnetic se închide prin axele *5* (mobilă) şi *6* (fixă) şi cei doi suporţi portlagăr *7* şi *8* care sînt fixaţi prin şuruburi de piesa suport *9*, care susţine şi contactul fix şi armătura fixă, prinse de aceasta de asemenea prin şuruburi. Bobina electromagnetului care se introduce pe miez are, în general, o carcasă din ebonită.

Circuitul magnetic

Principiul de calcul constă în determinarea solenaţiei totale θ, prin aplicarea legii circuitului magnetic de-a lungul unei linii medii de cîmp. Solenaţia totală se va calcula ca sumă a tensiunilor magnetice parţiale, determinate pe porţiuni de inducţie magnetică constantă.

Pentru întrefierurile parazitare formate din îmbinări de suprafeţe plane prelucrate normal s-a luat în calcul valoarea $\delta_p = 0{,}005$ cm, [2].

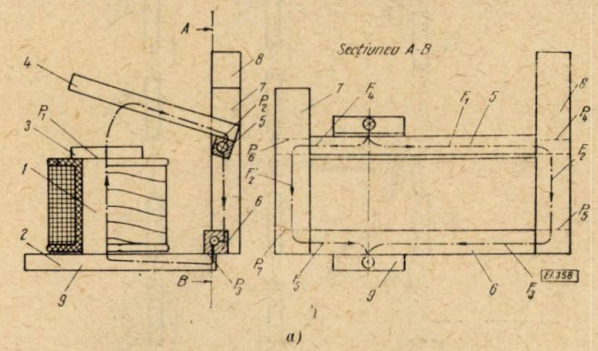
Factorul de scăpări σ s-a definit prin relaţia :

$$\sigma = \frac{\Phi_0 + \Phi_s}{\Phi_0} = \frac{\Lambda_{et}}{\Lambda_a}, \qquad (1)$$

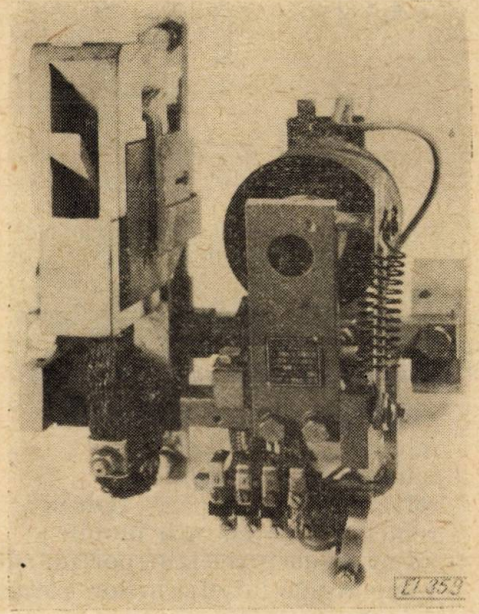
în care :

Φ_0 este fluxul activ (din intrefierul principal) ;
Φ_s — fluxul de scăpări ;
Λ_{et} — permeanţa echivalentă totală, neglijînd în primă aproximaţie reluctanţele porţiunilor de fier ;
Λ_a — permeanţa activă.

Din figura 1 se constată că circuitul magnetic este ramificat, urmînd drumul liniilor de cîmp după cum urmează ; fluxul creat de



a)



b)

Fig. 1. *a*) Schiţa electromagnetului. *b*) Fotografia contactorului.

bobina aşezată pe miezul *1* se închide prin piesa polară *3*, trece prin întrefierul electromagnetului, prin armătura mobilă *4*, ajunge la axul *5*, unde

* Ing. *V. Truşcă* este asistent la catedra de măsuri şi aparate electrice din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

se ramifică spre cei doi suporţi portlagăr verticali *7* şi *8*, pe căile F_1 şi F_3, de unde se închide prin piesa suport *6* pe căile F_2 şi F_4, urmînd apoi drumul de închidere al circuitului magnetic spre miezul bobinei *1*, prin armătura fixă *9*.

O etapă principală de calcul o prezintă stabilirea schemei echivalente a circuitului magnetic, care trebuie să reprezinte cît mai fidel drumul pe care-l străbat liniile de cîmp. Uneori această schemă poate fi complicată oricît de mult fără a se ajunge însă la rezultate cu mult mai bune decît cele obţinute în cazul cînd se consideră o schemă mai simplă, mai ales că aceasta din urmă ne scuteşte şi de eventuale complicaţii de calcul inutile.

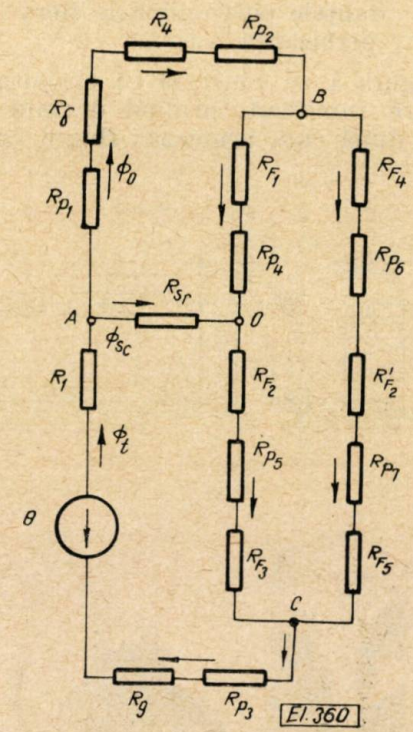


Fig. 2. Schema echivalentă a circuitului magnetic.

Pentru circuitul magnetic din figura 1 s-a conceput schema echivalentă din figura 2 în care s-au folosit următoarele notaţii :

Θ — solenaţia totală ;
R_δ — reluctanţa întrefierului ;
R_1 — reluctanţa miezului ;
R^*_{sr} — reluctanţa de scăpări redusă ;
R_4 — reluctanţa armăturii mobile ;
R_F — reluctanţele în celelalte porţiuni de fier ;
R_p — reluctanţele întrefierurilor parazitare ;
R_g — reluctanţa armăturii fixe.

Pentru poziţia deschis a electromagnetului se neglijează în primă aproximaţie reluctanţele

* S-a considerat reluctanţa de scăpări redusă, deoarece bobina se află aşezată pe miez.

în fier faţă de cele în aer, schema luînd forma din figura 3. Schema neputînd fi rezolvată uşor, în acest caz se face o transfigurare a

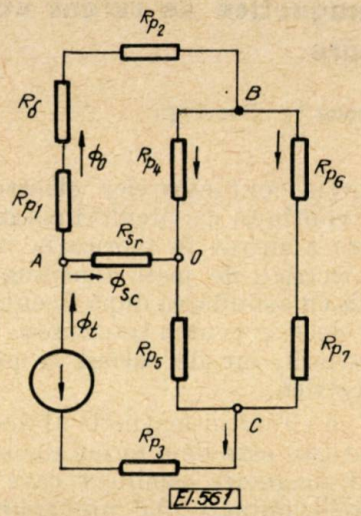


Fig. 3. Schema echivalentă neglijînd reluctanţele în fier.

stelei $OABC$ în triunghiul ABC şi schema ia forma din figura 4, unde s-a notat cu :

$$\left.\begin{aligned} R_a &= \frac{R_{sr}\cdot P_{p4} + R_{p4}\cdot R_{p5} + R_{p5}\cdot R_{sr}}{R_{p5}} \\ R_b &= \frac{R_{sr}\cdot R_{p4} + R_{p4}\,R_{p5} + R_{p5}\cdot R_{sr}}{R_{p4}} \\ R_c &= \frac{R_{sr}\,R_{p4} + R_{p4}\,R_{p5} + R_{p5}\,R_{sr}}{R_{sr}} \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

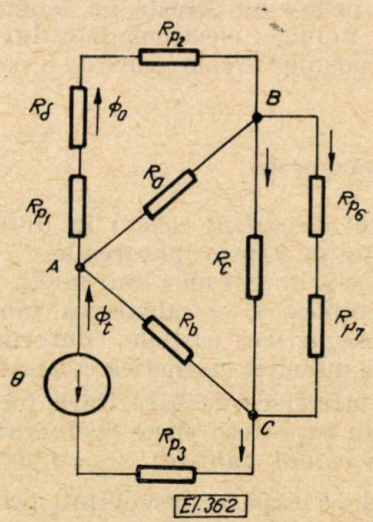


Fig. 4. Schema echivalentă cu neglijarea reluctanţelor în fier, transfigurată.

După această transfigurare schema se poate simplifica şi mai mult luînd forma din figura 5, *a*, *b*, *c*, de unde rezultă imediat reluctanţa echi-

valentă totală R_{et}, respectiv permeanţa echivalentă totală Λ_{et}. În această schemă s-a notat cu :

$$\left.\begin{aligned} &R_d = R_{p1} + R_\delta + R_{p2};\ R_g = R_{p6} + R_{p7};\\ &R_h = \frac{R_d \cdot R_a}{R_d + R_a};\quad R_i = \frac{R_c \cdot R_g}{R_c + R_g}\\ &R_A = \frac{(R_h + R_i)\, R_b}{R_h + R_i + R_b} \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

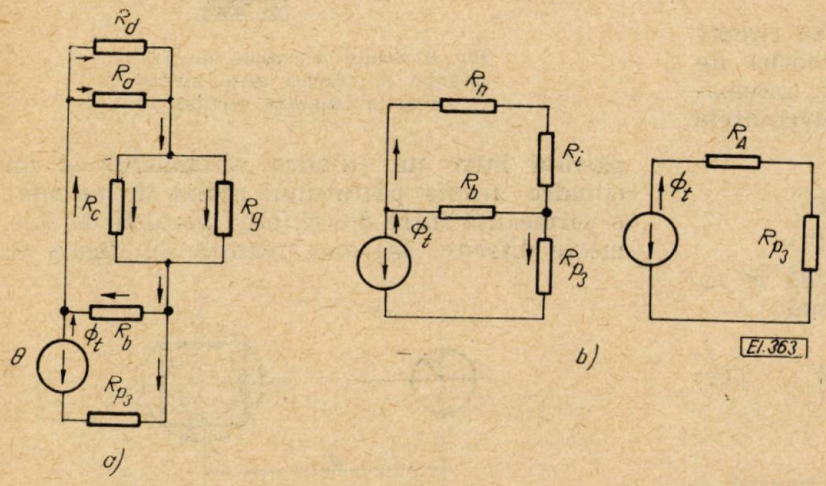


Fig. 5. Etape de rezolvare a schemei echivalente.

Astfel rezultă :

$$R_{et} = R_A + R_{p3},\ \text{iar}\ \Lambda_{et} = \frac{1}{R_{et}}. \quad (4)$$

Pentru calculul permeanţei active Λ_a se întocmeşte schema echivalentă fără reluctanţele de scăpări. Această schemă se vede în figura 6.

Relaţiile de calcul sînt :

$$\left.\begin{aligned} &R_{PQ} = \frac{(R_{p4} + R_{p5})(R_{p6} + R_{p7})}{R_{p4} + R_{p5} + R_{p6} + R_{p7}}\\ &R_a = R_{p1} + R_{p2} + R_{p3} + R_{PQ} + R_\delta; \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

iar

$$\Lambda_a = \frac{1}{R_a}. \quad (6)$$

Avînd factorul de scăpări pentru poziţia deschis $\sigma = \frac{\Lambda_{et}}{\Lambda_a}$, se poate calcula inducţia în miezul electromagnetului :

$$B_1 = \frac{\sigma\, B_0 \cdot S_0}{S_1}, \quad (7)$$

unde :

B_0 este inducţia în întrefier ;
S_0 = suprafaţa din întrefier ;
$S_1 = \frac{\pi D_1^2}{4}$ — aria secţiunii transversale a miezului.

Secţiunea armăturii fixe nu trebuie să fie mai mică decît secţiunea miezului S_1, pentru a evita saturaţia :

$$S_9 = b_9\, h_9 \geqslant \frac{\pi D_1^2}{4},$$

unde s-a notat :

D_1 — diametrul miezului ;
B_9 — grosimea armăturii fixe ; (8)
h_9 — lăţimea armăturii fixe.

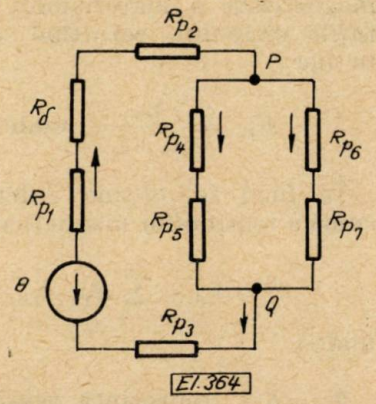


Fig. 6. Schema echivalentă pentru calculul permeanţei active.

Ca observaţie trebuie menţionat că deoarece în cazul electromagneţilor de curent continuu, reluctanţa echivalentă variază foarte mult cu variaţia întrefierului, ceea ce ar face ca, în poziţia închis, forţa să capete valori foarte mari, se introduc rezistenţe economizoare în serie cu bobina, care duc la o reducere corespunzătoare a solenaţiei în poziţia închis. În acest caz factorul de scăpări σ se calculează pentru întrefierul critic respectiv.

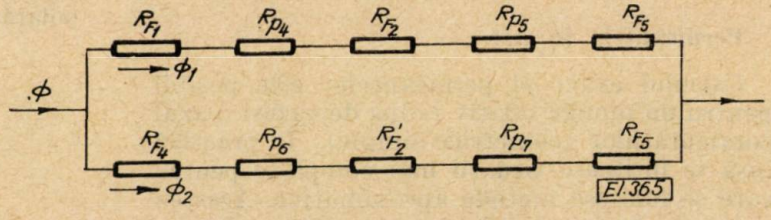


Fig. 7. Schema echivalentă de ramificare a fluxurilor.

Inducţia în armătura mobilă [6] este :

$$B_4 = \frac{B_0\, \pi}{S_1\, 4} (\varepsilon\, k_D\, D_1)^2. \quad (9)$$

Pentru porţiunile ramificate ale circuitului magnetic, inducţia este diferită, deoarece repartiţia fluxurilor se face invers proporţional cu reluctanţele porţiunilor de circuit respective, după cum rezultă din figura 7.

Notînd :

$$R_I = R_{FI} + R_{p4} + R_{F2} + R_{p5} + R_{F3};$$

$$R_{II} = R_{F4} + R_{p6} + R'_{F2} + R_{p7} + R_{F5}, \quad (10)$$

obținem :

$$\Phi_1 = \frac{R_I}{R_I + R_{II}} \Phi; \; \Phi_2 = \frac{R_{II}}{R_I + R_{II}} \Phi, \quad (11)$$

unde :

$$\Phi = B_4 S_4 .$$

Cunoscînd fluxurile pe porțiunile de circuit respective rezultă inducțiile și din curba de magnetizare a materialului respectiv, intensitățile cîmpului, rezultînd astfel reluctanțele în fier :

$$R_{Fe} = \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe} S_{Fe}}, \quad \text{unde } \mu_{Fe} = \frac{B_{Fe}}{H_{Fe}}.$$

În final se obține solenația totală Θ ca sumă a tensiunilor magnetice pe porțiuni :

$$\Theta = \mathfrak{F}_0 + \sum_{i=1}^{n} R_{Fe\,i}\, l_{Fe\,i} + \sum_{i=1}^{m} R_{pi}\, \delta_{pi}, \quad (12)$$

unde :

$\mathfrak{F}_0 = \delta \frac{B_0}{\mu_0}$ reprezintă tensiunea magnetică a întrefierului ;

$\sum_{i=1}^{n} R_{Fe\,i}\, l_{Fe\,i}$ — suma tensiunilor magnetice în fier ;

$\sum_{i=1}^{m} R_{pi}\, \delta_{pi}$ — suma tensiunilor magnetice în întrefierurile parazitare.

Avînd calculată solenația totală, calculul bobinei se conduce după metodele obișnuite.

Permeanțele în aer

Calculul exact al permeanțelor este posibil pentru un număr relativ redus de cazuri (cazul configurațiilor geometrice simple). În practică însă se întîlnesc situații mai complexe pentru care se folosesc metode aproximative. Acestea prezintă dezavantajul că nu permit evaluarea erorilor care se comit în acest caz.

În cele ce urmează se va prezenta metoda de calcul prin încadrarea erorii [1], metodă care permite încadrarea valorii reale a permeanțelor între valoarea superioară și inferioară obținînd astfel și eroarea maximă care se comite, eroare care este mai mică, iar permeanța calculată fiind destul de apropiată de permeanța reală.

Calculul permeanței de scăpări

Permeanța de scăpări în cazul contactoarelor de față este o permeanță de scăpări redusă [2] și se calculează ca permeanță dintre un miez cu bobină și o piesă (suportul vertical) de secțiune aproximativ pătrată, așa cum se vede în figura 8.

Deoarece pentru această configurație nu se găsesc expresii de calcul, se încadrează secțiunea

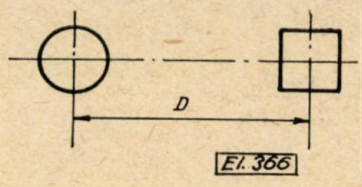


Fig. 8. Schița de calcul al permeanței de scăpări între miezul bobinei și suportul vertical.

pătrată între un cilindru circumscris și un cilindru înscris pătratului, avînd de calculat o permeanță între doi cilindri paraleli de diametre diferite, așa cum rezultă din figura 9.

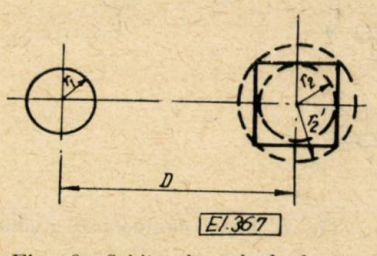


Fig. 9. Schița de calcul al permeanței dintre doi cilindri de diametre diferite.

Astfel, calculul se face cu relații cunoscute din literatură [2], [3], [4], [5].

Calculul permeanței întrefierului

Acest calcul este și mai complicat deoarece suprafața polului nu este plană, deoarece piesa polară este prinsă de miez cu un șurub cu cap

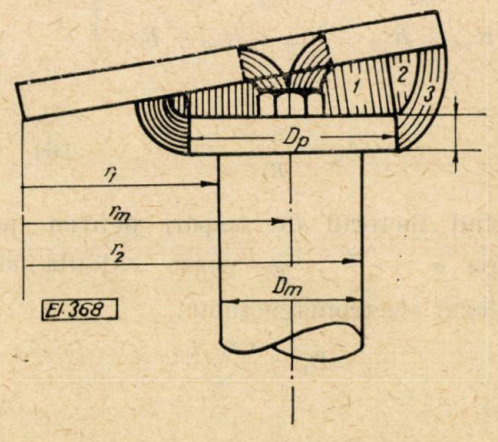


Fig. 10. Schiță pentru calculul permeanței întrefierului electromagnetului.

aparent, iar armătura mobilă este găurită, așa cum rezultă din figura 10. În acest caz permeanța se poate calcula numai descom-

punînd permeanţa totală în permeanţe mai simple, avînd în vedere şi fluxurile de umflări şi scăpări.

În acest caz permeanţa întrefierlui $\Lambda_\delta = \Lambda_1 + \Lambda_2 + \Lambda_3$, unde permeanţele Λ_1, Λ_2, Λ_3 se calculează cu expresiile care se găsesc în literatură [5]:

$$\Lambda_1 = \frac{\mu_0 \pi D_p^2}{4\delta} x;$$

$$x = 2\rho(\rho - \sqrt{\rho^2 - 1}),$$

iar:

$$\rho = \frac{2 r_m}{D_p (1 - \frac{\delta_0}{\delta})}.$$

Este necesar să se facă şi corespondenţa între suprafaţa de atracţie a corpului şurubului şi suprafaţa interioară a găurii din armătura mobilă. Deoarece la acest tip de electromagnet întrefierul parazitar dintre miez şi piesa polară $\delta_0 = 0$, $\rho = \frac{2 r_m}{D}$.

Pentru permeanţa notată cu 2 pe figura 10 se utilizează relaţia $\Lambda_2 = 0{,}96\ \mu_0 D_p$, iar permeanţa notată cu 3 se calculează cu relaţia:

$$\Lambda_3 = \frac{\mu_0 \pi D_p}{0{,}69 \frac{\delta_p}{h} + 0{,}63}.$$

Rezultate şi concluzii

Pentru exemplificarea metodei s-a făcut calculul pentru contactorul de pornire a motorului compresorului de la locomotiva diesel-electrică tip $C_0 - C_0$ 2 100 CP, care are următoarele date nominale: tensiunea nominală 175 V, curentul nominal 250 A, frecvenţa de conectare 120 c/h, durata de conectare 100%, tensiunea de serviciu 155 V, iar tensiunea minimă de acţionare 120 V.

Rezultatele măsurate şi calculate s-au trecut comparativ în tabela 1.

Aşa cum rezultă din această tabelă comparativă, rezultatele obţinute prin calcul sînt destul de apropiate de cele măsurate. În tabelă au fost trecute, comparativ, numai principalele date caracteristice ale contactorului calculat şi cele măsurate. Nu s-a mai prezentat şi calculul de încălzire, deoarece acesta se face în mod clasic.

Tabela 1

Date de comparaţie	Unităţi de măsură	Măsurate	Calculate
Forţa dezvoltată	kgf	4,37–3,63	4,5
Numărul de spire al bobinei electromotorului	—	10 000	9 700
Rezistenţa bobinei	Ω	220±10%	235
Diametrul conductorului bobinei	mm	0,45	0,45
Încălzirea bobinei	°C	18,5	17

Avantajul acestui tip de contactor este că se prezintă ca o construcţie foarte robustă, prezentînd o mare siguranţă în funcţionare. Construcţia este foarte simplă şi nu prezintă complicaţii tehnologice, avînd de-a face cu îmbinări de suprafeţe plane prinse cu şuruburi. Se pretează la o reparaţie şi întreţinere foarte uşoară, putînd fi construit şi ca un contactor de curent alternativ dacă se dispune de sursă de curent continuu pentru alimentarea bobinei electromagnetului sau dacă se adoptă o schemă de alimentare de la o sursă de curent alternativ printr-un redresor.

În cazul însă cînd contactorul s-ar construi ca un contactor de curent alternativ, se va avea în vedere că forţa dezvoltată de electromagnet să fie suficientă pentru asigurarea presiunii pe contact pentru toţi polii contactorului.

Bibliografie

[1] *Tugulea, A.* Calculul prin aproximaţie al permeanţelor. În: Electrotehnica **14**, nr. 5, 1958, p. 164–172, 5 fig., 12 ref. bibl.

[2] *Steinberg, C.* Teoria şi proiectarea aparatelor electrice, vol. I. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1964, p. 45–46 şi p. 50–65.

[3] *Lubcik, M. A.* Electromagneţi de curent continuu şi alternativ (traducere din limba rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[4] * * * Manualul inginerului electrician, vol. IV. Bucureşti, Editura tehnică, p. 72–81.

[5] *Gordan, A. V.* şi *Slivinskaia, A. G.* Electromagneţi postoianogo toca. Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1960, p. 140–178.

[6] *Dinculescu, P.* Calculul preliminar al dimensiunilor principale ale electromagneţilor de curent continuu cu mişcare de rotaţie. In: Electrotehnica **13**, nr. 9, 1965, p. 333–338, 2 fig., 3 ref. bibl.

Intrat în redacţie la 9.VI.1967

RECENZII

CZ 621.3.013 : 537.1

A. H. Morrish. **Principiile fizice ale magnetismului** (The physical principles of magnetism). New York, John Wiley Sons Inc., 1965, XV + 680 pag., 220 fig., 1229 ref., 17 tab.

Cartea face parte din seria „Știința și tehnologia materialelor" a editurii Wiley, scrisă de prof. A. H. Morrish de la Universitatea din Manitoba Canada, cunoscut din publicația „Magnetic Material Digest", și se adresează absolvenților de institute de învățămînt superior de fizică, chimie, inginerie electrică, metalurgie fizică și geofizică, care urmează cursuri de specializare în domeniul magnetismului.

Cartea cuprinde un domeniu larg din fizica solidului, și a fost scrisă cu intenția de a pune la dispoziția celor ce vor să aprofundeze magnetismul o lucrare de bază, în care să se trateze, unificat și corelat, diferitele aspecte privind partea fizico-chimică, electrică și metalurgică. În lucrare se tratează aspecte macroscopice și microscopice din punct de vedere experimental și teoretic. Diamagnetismul, paramagnetismul, feromagnetismul și antiferomagnetismul sînt studiate plecîndu-se de la principiile fundamentale, tratarea teoretică făcîndu-se după stabilirea bazelor fizice. De asemenea, în tot cursul lucrării ,pe lîngă folosirea mecanicii cuantice, se prezintă și descrierea fenomenologică, care utilizează teoria cîmpului molecular.

Cartea este împărțită în 10 capitole. Capitolul 1 (29 pag.), intitulat „Cîmpul magnetic", tratează bazele fundamentale electrotehnice și reprezintă mai mult un capitol recapitulativ. După o privire istorică și după stabilirea relațiilor de definire ale cîmpului magnetic, ale magnetizației și ale inducției magnetice se analizează cîmpul demagnetizant și energia de interacțiune. În cotinuare se prezintă efectul magnetic al curenților, pătura magnetică, legile lui Faraday, Maxwell și Lorentz și, în încheiere, circuitul magnetic și dipolul în cîmp uniform. Capitolul se termină cu opt probleme propuse spre rezolvare.

Capitolul 2 (47 pag.), intitulat „Susceptibilități diamagnetice și paramagnetice", începe cu recapitularea unor noțiuni teoretice, în special de mecanică cuantică și continuă cu diamagnetismul, unde, după prezentarea formulei lui Langevin pentru susceptibilitatea diamagnetică, se analizează cazurile pentru atomi, ioni și molecule. Ultima parte a capitolului se ocupă de paramagnetism, tratîndu-se legea Curie, metode de mecanică cuantică, susceptibilitatea pămînturilor rare, sărurile de fier și grupurilor de tranziție. Acest capitol se sfîrșește cu o privire asupra saturației substanțelor paramagnetice, a moleculelor paramagnetice și susceptibilitatea paramagnetică a nucleelor. Capitolul se încheie cu 10 probleme.

Capitolul 3 (71 pag.), intitulat „Fenomene termice, de relaxare și de rezonanță în materiale paramagnetice", se poate împărți în trei părți. Prima parte, care se ocupă de fenomenele termice, după o prezentare rezumativă a relațiilor termodinamice, tratează efectul magnetocaloric : producerea și măsurarea temperaturilor scăzute. A doua parte, care se ocupă cu relaxarea paramagnetică, tratează susceptibilitatea în cîmp magnetic alternativ și pocesele de relaxare spin-latice și spin-spin. A treia parte, care se ocupă de rezonanța paramagnetică, tratează pe larg condițiile de rezonanță paramagnetică, efectul de amortizare, spinul Hamiltonian, spectrul grupului de tranziție al ionilor, al moleculelor paramagnetice și altor sisteme, maser și laser. Capitolul se încheie cu 12 probleme.

Capitolul 4 (45 pag.), intitulat „Rezonanța magnetică nucleară", după o introducere tratează rezonanța în solide nemetalice, influența mișcării nucleare, structuri fine, efecte tranzitorii și temperaturi negative. Capitolul se sfîrșește cu unele priviri asupra orientării nucleare, dublei rezonanțe, metodelor fasciculare etc. și se încheie cu șase probleme.

Capitolul 5 (65 pag.), intitulat „Proprietățile magnetice ale unui gaz de electroni", după ce analizează funcțiile statistice și termodinamice pentru un gaz de electroni, tratează paramagnetismul de spin și diamagnetismul unui gaz de electroni. În continuare, după o comparație între teorie și experiență a teoriei susceptibilității, se prezintă efectele De Haas-Van Alphen, galvanomagnetic, termomagnetic și magnetoacustic. Ultima parte a capitolului tratează rezonanța electronică de spin și rezonanța magnetică nucleară în metale și ciclotron, cum și unele proprietăți magnetice ale supraconductoarelor. Capitolul se încheie cu nouă probleme.

Capitolul 6 (73 pag.), intitulat „Feromagnetism", după o scurtă introducere, prezintă teoria clasică a cîmpului molecular, analizînd regiunile de magnetizare spontană și paramagnetică și efectele termice. Se compară apoi teoria cu rezultatele experimentale. În continuare se tratează interacțiunea de schimb și metodele de expansiune în serie și Bethe-Peierls-Weiss. După o prezentare destul de clară a undelor de spin se analizează teoriile modelelor benzilor pentru feromagnetice. Capitolul se sfîrșește cu unele aspecte practice privind metale și aliaje feromagnetice, anizotropia cristalină și efectele magnetoelastice. Capitolul se încheie cu 15 probleme.

Capitolul 7 (100 pag.), intitulat „Magnetizarea materialelor feromagnetice", după o introducere scurtă, începe cu tratarea particulelor cu un singur domeniu, unde se analizează dimensiunile critice ale particulelor, ciclurile de histerezis, rotația incoerentă, rezultate experimentale etc. În continuare, după o prezentare a particulelor supraparamagnetice și a materialelor magnetice permanente, se tratează structura și pereții domeniilor. Un loc important în acest capitol îl are analiza curbei de magnetizare a materialelor (care nu sînt sub formă de pulbere), unde se tratează deplasarea pereților, permeabilitatea inițială, regiunea de saturație, remanența, nucleația domeniilor, efectul Barkhausen, modelul lui Preisach, cicluri de histerezis minore, influența tensiunilor mecanice asupra materialelor, influența temperaturii asupra ciclului de histerezis, efectul de timp etc. Capitolul se sfîrșește cu o descriere a materialelor magnetice moi și a straturilor subțiri. Capitolul se încheie cu 16 probleme.

Capitolul 8 (54 pag.), intitulat „Antiferomagnetism", după un studiu al difracției neutronului, dezvoltă pe larg teoria cîmpului molecular a antiferomagnetismului, unde se analizează temperatura Néel, comportarea peste această temperatură, susceptibilitatea sub această temperatură, tranziția paramagnetic-antiferomagnetic în prezența unui cîmp magnetic aplicat, efecte termice etc. și o comparație cu rezultate experimentale cu compounduri antiferomagnetice. În continuare se tratează interacțiunea de schimb indirectă și se prezintă cele mai noi teorii ale antiferomagnetismului (metoda expansiunii serie, metoda Bethe-Peierls-Weiss, unde de spini). Capitolul se sfîrșește cu o analiză a anizotropiei cristaline a metalelor și aliajelor și o prezentare sumară a configurației domeniilor în materiale antiferomagnetice, precum și cu opt probleme.

Capitolul 9 (53 pag.), intitulat „Ferimagnetism", începe cu tratarea pe larg a teoriei cîmpului molecular în feromagnetice, unde se descriu regiunea paramagnetică, temperatura Néel feromagnetică, magnetizarea spontană, introducerea unor cîmpuri moleculare adiționale, aranjarea spinilor, sisteme cu trei sublatice și interacțiunea feromagnetică între sublatice. În continuare, se tratează în detaliu diferite tipuri de materiale ferimagnetice și se prezintă unele rezultate din mecanica cuantică. Capitolul se sfîrșește cu unele elemente de geofizică și opt probleme.

Capitolul 10 (104 pag.), intitulat „Rezonanța în sistemele cu dipoli puternic cuplați", după ce prezintă efectele magnetomecanice, rezonanța feromagnetică și formularea energetică a ecuațiilor de mișcare, trece la descrierea rezonanței feromagnetice în metale, aliaje și materiale slab conductoare și la analiza proceselor de relaxare, care este făcută pe larg. Aici se arată relaxarea prin intermediul undelor de spin în izolanți și conductoare, relaxarea rapidă prin intermediul ionilor paramagnetici și relaxarea lentă prin redistribuirea electronilor. În partea a doua a acestui capitol se tratează efectele neliniare, spectrul spin-undă în straturi subțiri, propagarea undelor electromagnetice în medii giromagnetice, rezonanța în materiale nesaturate, rezonanța ferimagnetică și antiferimagnetică. În încheiere se prezintă rezonanța

magnetică-nucleară în materiale magnetice, efectul Mössbauer și 18 aprobleme.

Cartea se încheie cu cinci anexe privind sisteme de unități, cu o tabelă de conversiune, factorii de demagnetizare pentru elipsoizi de revoluție, un tablou periodic al elementelor, valori numerice pentru unele constante fizice importante etc., precum și cu un index de autori citați și de subiecte tratate.

În tot cursul lucrării se folosește aproape exclusiv sistemul de unități C.G.S. gaussian, ceea ce ar putea fi considerat un dezavantaj.

Datorită domeniului întins pe care îl abordează această lucrare, unele aspecte au trebuit să fie tratate relativ sumar, cum este, de exemplu, supraconductibilitatea. De asemenea, nu sînt tratate de loc magnetohidrodinamica, efectele magnetoelectrice etc. Jumătate din lucrare tratează sistemele de dipoli cuplați puternic.

Lucrarea este clară și materialul prezentat este bine ales și organizat. Numeroasele tabele (peste 50) repartizate în cursul lucrării sînt de mare utilitate, atît pentru fixarea ordinului de mărime, cît și pentru rezolvarea problemelor propuse.

Materialul prezentat în cursul lucrării este bine susținut prin referințe bibliografice, care depășesc 1 300 de citate. Literatura citată este anglo-saxonă, germană, rusă, franceză și japoneză.

Deși în toată lucrarea se începe întotdeauna cu partea fenomenologică și apoi se trece la tratarea teoretică, ceea ce ușurează considerabil asimilarea, totuși materialul bogat face ca citirea acestei cărți să necesite un timp relativ lung și o pregătire anterioară.

În concluzie, cartea prezentată, prin unificarea unui material bogat de fizică, chimie, metalurgie și inginerie, acoperă un gol în literatura de specialitate, fiind de un real folos celor care se specializează în magnetism și care pot găsi grupate logic o serie de cunoștințe repartizate în general în lucrări foarte diferite.

D. Fințescu

CZ 621.319.4; 621.31

ȘTEFAN SEIDEL ș. a. **Condensatoare în electroenergetică** (Kondensatory w Energoelektrice). Traducere din limba polonă. București, Editura tehnică, 1967.

Lucrarea de care ne ocupăm este împărțită în cinci părți.

I. Teoria circuitelor cu condensatoare, în care se analizează regimurile de funcționare a schemelor ideale și reale prevăzute cu condensatoare. Se indică metodele de calcul clasice și moderne pentru regimurile de funcționare a circuitelor prevăzute cu condensatoare serie sau paralel. Se scot în evidență modurile de conectare la rețea a bateriilor de condensatoare și efectele care apar la deconectare. Trebuie remarcată tratarea unitară a regimului tranzitoriu în cazul deconectării condensatoarelor din circuitul electric. Prima parte se încheie cu o serie de considerații asupra fenomenului de ferorezonanță în circuitele cu condensatoare.

II. Construcția, verificarea și încercarea condensatoarelor folosite în electroenergetică. Primul capitol tratează probleme cu privire la construcția condensatoarelor, iar cel de-al doilea se ocupă cu o serie de probleme privind verificarea și încercarea condensatoarelor de forță. Se prezintă materialele utilizate mai frecvent la construcția condensatoarelor și se insistă asupra tehnologiei de fabricație a acestor instalații. După descrierea condensatoarelor folosite la îmbunătățirea factorului de putere se trec în revistă transformatoarele de tensiune capacitive și condensatoarele de cuplaj. Materialul părții a doua este completat cu o serie de verificări experimentale privind străpungerea izolației: etanșeitatea; stabilitatea termică; descărcări-încărcări pe uscat și sub ploaie; încercări de impuls; tensiunea de ionizare etc.

III. Utilizarea condensatoarelor. În cele trei capitole se tratează în ordine: compensarea puterii reactive, prin condensatoare derivație, serie și se fac considerații asupra folosirilor speciale ale condensatoarelor.

După ce se arată rolul pe care îl are puterea reactivă în sistemele electrice se trece la prezentarea surselor generatoare de energie reactivă. Astfel, se descriu generatoarele sincrone folosite drept compensatoare, condensatoarele de diferite tipuri, arătîndu-se și modul în care se folosesc la îmbunătățirea factorului de putere din cadrul întreprinderilor industriale. Este interesant de menționat că, după prezentarea fenomenologică a compensării puterii reactive, se fac considerații tehnico-economice privind compensarea puterii reactive într-un sistem electric complex. Se dezvoltă apoi rolul condensatorului serie și derivație, montat în circuitele electrice, făcîndu-se o comparație a acestor două tipuri de montări. Nu sînt trecute cu vederea nici perturbațiile care apar la utilizarea condensatoarelor serie și măsurile care se iau pentru prevenirea lor. Astfel, se fac considerații asupra rezonanței subsincrone, supratensiunilor, pendulării mașinilor sincrone în regim permanent, ferorezonanța și asupra protecției prin relee.

La utilizările speciale se aduc în discuție: generatoarele sincrone excitate prin condensatoare, alegerea bateriei de condensatoare, transformatoare de tensiune cu condensatoare, condensatoare cu elemente integrate ale circuitelor motoarelor.

IV. Proiectarea și montarea instalațiilor de condensatoare. Se tratează două probleme în cuprinsul celor două capitole intitulate astfel: instalații de condensatoare derivație pentru compensarea puterii reactive și instalații de condensatoare serie. Se prezintă modul de calcul al principalelor elemente ale bateriei de condensatoare derivație și serie pentru tensiune joasă, medie și înaltă tensiune.

Se fac apoi considerații privind alegerea instalației de comutare și a protecției condensatoarelor contra scurtcircuitelor exterioare și interioare; contra punerii la pămînt monofazate; contra ridicării temperaturii. O problemă ce reține atenția autorilor o formează montarea și reglarea bateriilor de condensatoare de joasă și de înaltă tensiune. De fiecare dată se prezintă soluții folosite în practică. Considerațiile tehnico-economice se referă la tipizarea bateriilor de condensatoare, reglarea tensiunii rețelelor electrice și determinarea eficienței economice a condensatoarelor derivație automatizate folosite în sistemele electrice.

Pentru a ilustra structura și modul de exploatare a instalațiilor de condensatoare serie se stabilesc puterea și tensiunea bateriei, amplasarea și montarea condensatoarelor în rețele electrice. Se calculează căderea de tensiune înainte și după montarea bateriei de condensatoare în rețele și se arată sistemele de protecție utilizate frecvent împotriva supratensiunilor și a scurtcircuitelor.

V. Exploatarea instalațiilor de condensatoare. În această ultimă parte se dezvoltă două probleme, și anume: principii de protecția muncii la exploatarea condensatoarelor și supravegherea bateriilor de condensatoare în timpul exploatării. Dezvoltarea acestor probleme se face punîndu-se accentul pe încărcările parțiale și mijloacele de protejare a instalațiilor în aceste cazuri și pe controlul funcționării instalațiilor în condiții normale de întreținere și exploatare.

Cartea cuprinde 502 pagini, o bogată ilustrație compusă din scheme și vederi ale instalațiilor prevăzute cu condensatoare, cum și o bibliografie formată din 248 + 28 referințe bibliografice.

Prezentarea problemelor este unitară și la un nivel corespunzător proiectării, construcției și exploatării instalațiilor ce cuprind în structura lor condensatoare serie și derivație. De fiecare dată se fac exemplificări utile și legate de practica montării și exploatării bateriilor de condensatoare. Trebuie remarcat faptul că în traducerea efectuată de Editura tehnică s-au făcut unele completări de text, scheme și bibliografie referitoare la ultimile realizări obținute pe plan mondial în construcția de condensatoare, precum și o serie de adaptări legate de caracteristicile condensatoarelor construite în Republica Socialistă România. La prezentarea părții noi, incluse în textul tradus, s-a ținut seamă de normele de proiectare a instalațiilor de condensatoare din țara noastră. Dată fiind utilizarea pe scară largă a condensatoarelor în sistemele electrice în probleme diverse, cum ar fi netezirea curbei de tensiune din instalațiile de redresare; pornirea motoarelor asincrone; cuplarea rețelelor cu instalațiile de înaltă frecvență; construirea divizoarelor de tensiune. Cunoașterea instalațiilor prevăzute cu condensatoare este de un interes practic imediat pentru toți inginerii, tehnicienii, maiștrii și lucrătorii care proiectează, construiesc, montează și exploatează instalații de condensatoare.

Dr. ing. A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.322.013.8

Hagedorn, G. **Dispozitive de excitație pentru mașini mari sincrone cu poli aparenți** (Erreggungseinrichtungen für grosse Schenkelpol — Synchronmaschinen). In : ETZ-B, nr. 9, mai 1967, p. 257—260, 5 fig., 2 scheme.

Se dau condițiile pentru dispozitivele moderne de excitație ale marilor generatoare : posibilitatea de a reface rapid tensiunea nominală fără contribuție exterioară ; posibilitatea de trecere de la reglajul manual la cel automat ; o variație minimă a tensiunii cînd turajul crește cu 70% peste cel nominal ; reducerea rapidă a tensiunii la creșteri pînă la dublu a sarcinii etc.

În privința sistemului de excitație se amintește cum s-a trecut de la generatorul simplu de c.c. la convertizorul alimentat din rețea și acționat de un motor asincron precum și la alte combinații, pentru ca să se ajungă la sistemele de excitație staționare. O dată cu realizarea celulelor de redresare cu semiconductori, cercetătorii au început să se preocupe de diodele rotative. Se tratează apoi mașinile de excitație rotative descriindu-se, cu amănunte, construcția și funcționarea unui convertizor de excitație compus din mașina de excitație principală, amplidina și motorul de acționare.

Trecîndu-se la sistemele statice de excitație este descrisă combinația : transformator, bobine de inducție, redresoare uscate și amplificatoare magnetice. Cu acest sistem se pot satisface cerințele normale : menținerea precisă a tensiunii în gol, precum și reglajul rapid al curentului de excitație în funcție de sarcină. Redresorul cu mercur utilizează în special la generatoarele hidraulice foarte mari, viitorul aparținînd redresoarelor uscate și diodelor, respectiv tiristoarelor pe bază de siliciu. În încheiere se arată sistemul de excitație prin redresoare rotative. Din această categorie se arată, într-o schemă, o combinație în care polii sînt alimentați printr-o punte de redresoare de curent trifazic cu diode, avînd pe același arbore o mașină de excitație de curent trifazic. Într-o a doua schemă se prezintă un sistem, în care rotorul cu poli este alimentat cu curentul de excitație de la tiristoare staționare prin mijlocirea inelelor cu perii.

Gh. C.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.614.64.015.33.042.2

Kaplan, D. A. **Caracteristicile electrice ale izolației hîrtie-ulei sub acțiunea impulsurilor supratensiuni interioare în curent continuu.** (Elektriceskih Karakteristiki apparatnoi bumajno-maslianoi izolații pri nalojenii impulsov vnutrennih perenaprojenii na postoiannoe napriajenie). În : Elektriceskaia Izolația, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 100—105, 4 fig., 4 ref. bibl.

Se arată că în literatura tehnică lipsesc date cu privire la rigiditatea dielectrică a unui izolant sub acțiunea impulsurilor în curent continuu.

Scopul lucrării constă în determinarea tensiunilor de străpungere a izolației sub acțiunea impulsurilor oscilante în curent continuu. Întrucît intensitatea descărcărilor parțiale în curent continuu crește o dată cu ridicarea temperaturii, încercările au fost efectuate în ulei fierbinte la 80°C. Intensitatea cîmpului electric de ionizare (de început) a fost determinată între valorile 15—20 kV/mm.

Rezultatele studiului arată că suma tensiunilor în curent continuu și în impuls nu trebuie să depășească valorile admise pentru rigiditatea dielectră. Se admite scăderea intensității cîmpului electric admisibil (E_a) cu 40% față de E_{str}.

În cazul izolației hîrtie-ulei, folosite în construcția aparatajului de înaltă și foarte înaltă tensiune, intensitatea cîmpului electric admisibil (în condițiile existente supratensiunilor interioare) este de 45 kV/mm. Sub această valoare, fenomenele de ionizare nu sînt periculoase.

A. B.

CZ 621.315.617.4

Ponomarev, L. T. ș. a. **Noi tipuri de lacuri și benzi lăcuite electroizolante** (Novie elektroizolaționnie laki i lakotkam). In : Elektriceskaia Izolația, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 45—50, 2 fig., 3 tab., 5 ref. bibl.

Se prezintă un nou tip de lac electroizolant pe bază de cauciuc sintetic cu denumirea LE—19 J. Se compară caracteristicile dielectrice cu cele ale tipului vechi aflat în fabricație (LE—19). Se constată îmbunătățirea caracteristicilor tg δ, ρ_v și E_{str} a noului lac, în gama de temperaturi 20—180°C.

Avînd ca bază acest lac, s-a realizat și o nouă bandă electroizolantă din țesături de sticlă. Tehnologia acestei noi benzi este condiționată prin : micșorarea temperaturii de polimerizare cu 10—15°C față de banda veche, mărirea temperaturii de lucru tot cu 10—15°C. Caracteristicile dielectrice, de asemenea, sînt superioare. La temperatura mediului ambiant E_{str} = 62 kV/mm, la 150°C—45 kV/mm față de 55 și 40 kV/mm la tipul vechi. Tg δ în gama de temperaturi 20—100°C este în limitele 0,013—0,015. De menționat că ρ_v la ambele benzi se află în același ordin de mărime, respectiv $(5-8)\cdot 10^{15}$ Ωcm la 20°C și $(5-7)\cdot 10^{11}$ cm la 150°C.

Noile lacuri și benzi izolante au aplicabilitate în construcția mașinilor electrice, transformatoarelor, cablurilor și aparatelor electrice.

A. B.

CZ 621.315.614.64

Guliaeva, L. M. ș. a. **Hîrtie electroizolantă cianoetilică** (Tianetilironavaia elektroizoliaționnaia bumaga). In : Elektriceskaia Izolația, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1966, p. 18—20, 4 fig., 4 ref. bibl.

Acest tip de hîrtie a fost folosit pentru prima oară de către firma General Electric, sub denumirea de „Permalex", la izolația transformatoarelor. Datorită stabilității sale termice ridicate, temperatura de lucru a transformatorului poate fi mărită cu 30°C.

Se studiază caracteristicile dielectrice și fizico-chimice ale unor astfel de hîrtii izolante realizate în U. R. S. S. (cu grosimea de 120 μ).

Caracteristicile dielectrice sînt mai scăzute decît ale hîrtiei izolante obișnuite (cu aceeași grosime), în special pierderile dielectrice (tg δ) și rezistivitatea volumetrică.

Cît privește rigiditatea dielectrică, este egală la ambele hîrtii.

În schimb, se constată că hîrtia cianoetilică își păstrează mai bine caracteristicile mecanice în timp și la temperaturi ridicate. Încercările efectuate la temperatura de 175°C, timp de 72 ore, au arătat o scădere mult mai mică a proprietăților mecanice.

Rezultatele cercetării corespund cu alte date publicate în literatura de specialitate. Se consideră că stabilirea termică și chimică mai ridicată (cu toate proprietățile electrice mai scăzute) face hîrtia cianoetilică de preferat hîrtiei obișnuite, în construcția transformatoarelor de forță.

A. B.

CZ 621.315.616.9 : 621.315.615.2—757

Thibault, M. **Contribuții la studiul influenței inhibitorilor de oxidare asupra celulozei** (Contribution à l'étude de l'influence sur la cellulose, des inhibiteurs d'oxidation). In : Rev. Gén. Élect., tom. **76**, nr. 5, 1967, p. 827—832, 9 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

Deoarece uleiurile izolante inhibate sînt mai des folosite în diverse țări, se pune problema studierii influenței inhibitorilor asupra izolației de celuloză. Se studiază influența unor antioxidanți asupra izolației cu care vin în contact.

Se aplică atît metodele clasice, studiindu-se aciditatea, polimerizarea, cît și căile mai noi constînd din studierea cromatografiei. Experiențele făcute în diverse transformatoare electrice, de diferite puteri, arată că uzarea izolației de hîrtie se datorește inhibitorilor din uleiurile izolante. Se indică unele procedee care ar putea elimina această degradare suplimentară a izolației.

După o prezentare succintă a cercetărilor în acest domeniu, se descriu metodele folosite în cadrul experiențelor efectuate. Se insistă apoi asupra condițiilor de degradare și a căilor pentru

aprecierea uzurii suplimentare a izolaţiei bobinajelor. Rezultatele experimentale se dau sub formă de curbe, care arată influenţa diverşilor inhibitori asupra izolaţiei de celuloză. În încheiere se discută rezultatele obţinute pe ambele căi şi se subliniază importanţa practică a problemelor studiate.

A. C.

CZ 621.315.614.6

Borodulina, L. K. **Influenţa anionilor conţinuţi în hîrtia electroizolantă asupra caracteristicilor dielectrice** (Pvlianie anionov, soderjaşihsia v elektroizolationnoi bumaghe na ee elecktriceskie svoistvo). In : Elektriceskaia Izolaţia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1966, p. 10—17, 6 fig., 12 ref. bibl.

La fabricarea hîrtiilor electroizolante de calitate se folosesc ape foarte pure. Pentru curăţarea apelor se tinde la întrebuinţarea de filtre ionice care să elimine atît cationii, cît şi anionii. Se studiază influenţa anionilor. În special asupra pierderilor dielectrice (tg δ), influenţa anionilor este negativă.

Din cele trei tipuri de anioni : Cl' SO_4'' şi HCO_3', cel mai important este anionul de clor.

Conţinutul minim de ioni de clor în hîrtie, de circa 10 mg/l, are totuşi influenţe negative, mărind respectiv pierderile dielectrice şi micşorînd rezistenţa izolaţiei.

Experimentările s-au făcut cu hîrtii izolante, impregnate în uleiuri minerale. În funcţie de conţinutul de ioni se prezintă curbe ale tg δ în gama de temperaturi : 30—110°C. Dacă la o hîrtie cu conţinutul minim de ioni tg δ de la 2.10^{-3} (la 30°C) nu creşte mai sus 5.10^{-3} (la 100°C), în schimb la o altă hîrtie cu un procentaj de ioni mai ridicat în aceeaşi plajă de temperaturi tg δ a variat de la 3.10^{-3} la $1{,}9.10^{-2}$.

În concluzie, pentru obţinerea de hîrtii izolante cu pierderi dielectrice reduse, este necesară folosirea de ape complet dezionizate, respectiv lipsite complet de anioni.

A. B.

CZ 621.316.615.2

Morel, J. M. **Fenomene ce însoţesc străpungerea dielectrică într-un ulei mineral** (Phénomènes accompagnant la rupture diélectrique dans une huile minerale). In : Rev. Gén. Élect. tom. **76**, nr. 5, 1967, p. 833—838, 9 fig., 6 ref. bibl.

După prezentarea problemei şi a stadiului cercetărilor se trece la studiul observaţiilor optice şi electrice pe un izolator, înainte şi după efectuarea străpungerii dielectrice. În ambele cazuri se măsoară tangenta unghiului de pierderi. Incercările care se fac cu un dispozitiv cu cîmp uniform arată că fenomenele de origine termică preced străpungerea uleiului mineral.

Pe baza observaţiilor înregistrate se pune în evidenţă legătura ce poate exista între tangenta unghiului de pierderi a uleiului şi cîmpul electric aplicat.

În cadrul observaţiilor optice aplicate pe dielectrici formaţi din uleiuri minerale se foloseşte un montaj sterioscopic. Observaţiile electrice se fac cu ajutorul unei scheme electrice care permite măsurarea capacităţii şi a unghiului de pierderi.

Se descrie fenomenul optim şi se insistă asupra măsurătorilor electrice. Se trasează variaţia tangentei unghiului de pierderi în funcţie de tensiunea aplicată, luîndu-se în considerare situaţia uleiului izolant, înainte şi după efectuarea străpungerii. Analiza rezultatelor experimentale arată aspectele esenţiale de care trebuie neapărat ţinut seamă în practica exploatării aparatajului electric ce foloseşte drept izolant ulei mineral.

A.C.

SCURTE ŞTIRI

Protezele bioelectrice au fost recent obiectul discuţiei în Camera germană. Deputatul respectiv cerea ca aceste proteze comandate direct de la creer şi construite în Austria să fie introduse şi în Germania pentru invalizii de antebraţ.

Din : ETZ-B, nr. 15, 1966.

Motocicletele mici cu cîte două baterii a 6 V, au fost construite în Anglia. Bateriile se încarcă la prize obişnuite şi pot alimenta apoi motocicleta pe un parcurs de 50 km cu o viteză de 48 km/h. Maşinile nu au nici ambreiaj nici cutie de viteze, astfel că deservirea este foarte simplă.

Din : ETZ-B, nr. 16, 1966.

O cantitate de 32 000 m³ de apă din golful Persic urmează să fie transformată, zilnic, în apă potabilă dacă instalaţiile de desalinare comandate de guvernul Kuweitului pentru suma de 7 mil. dolari la Westinghouse Electric International Company, vor intra peste doi ani în funcţiune.

Din : ETZ-B- nr. 13, 1966.

Un transformator de 420 MVA va fi furnizat de AEG într-o singură unitate. Avantajele acestei construcţii ar fi : costul redus al instalaţiei şi al exploatării, pierderi mai mici şi spaţiul ocupat mai redus. Raportul tensiunilor este 245 $(1 \pm 0{,}12)$ kV/12 kV. Greutatea de transport se ridică la 300 t. Pentru transportul transformatorului este necesar un vagon special cu 20 de osii la care chiar cuva transformatorului formează partea din mijloc a construcţiei. Transformatorul are o lungime de 12,5 m, lăţimea de 3,5 m şi înălţimea de 8,4 m.

Din : ETZ-B, nr. 7—8, 1967.

La o reţea de comunicaţii între porturile maritime şi nave, reţea care înconjoară tot pămîntul, luna va servi ca reflector pasiv. Vapoarele emit semnale înregistrate spre lună, care la rîndu-i le reflectează, astfel că anumite staţiuni construite pe ţărmurile de pe pămînt le pot recepţiona. Sistemul poartă numele „Moon Bounce".

Din : ETZ-B, nr. 7—8, 1967.

Către cititorii noştri

În scopul mobilizării inginerilor şi tehnicienilor noştri în vederea îndeplinirii cu succes a sarcinilor măreţe trasate de documentele de partid şi de stat, îndeosebi pentru introducerea tehnicii noi, îmbunătăţirea produselor, reducerea preţului de cost, creşterea productivităţii muncii, comitetul de redacţie a luat numeroase măsuri privind îmbunătăţirea continuă a conţinutului şi aspectului grafic al revistei noastre. Unele dintre aceste măsuri necesită explicaţii şi îndrumări pentru a putea fi aplicate în mod raţional. Unele explicaţii se dau mai jos, iar pentru informaţii de detaliu rugăm pe cititorii noştri să se adreseze direct redacţiei noastre.

Revista cuprinde următoarele părţi : partea de fond, partea documentară şi inseratele.

1. Partea de fond conţine : articole, note, discuţii, referate, recenzii, norme şi standarde şi cronici. Are paginile numerotate în continuare pe tot anul, iar la numărul 12 se anexează o tablă de materii sistematică şi o listă alfabetică de autori cu scopul ca partea de fond să se detaşeze, să se lege, formînd colecţia revistei.

1.1. Articole. Articole de fond privind luări de poziţii, comentarii faţă de evenimentele politice, economice şi tehnice de importanţă mare.

Articole tehnico-ştiinţifice sau tehnologice (4—6 de fiecare număr al revistei) cu caracter de originalitate sau sinteză se publică în condiţiile comunicate autorilor. Ele sînt precedate de o scurtă introducere redacţională, destinată a situa articolul în tematica revistei şi în problematica actuală a domeniului cu sublinierea importanţei sau a interesului pe care le comportă. Articolele sînt urmate de liste bibliografice, din care în viitor nu vor lipsi trimiteri la articole apărute anterior în revista noastră.

Pentru a uşura găsirea unui articol într-o colecţie de numere, fiecare articol este prevăzut cu un număr de clasificare zecimală care, împreună cu fişele documentare ale sumarelor în limba română şi în patru limbi străine, permite identificarea obiectului articolelor şi pentru cititorii străini care nu cunosc limba română.

În acelaşi timp, sumarele pe fişe (vezi mai jos) şi tabelele de materii anuale pe cinci ani etc. dau posibilitatea găsirii uşor a unui articol în colecţie.

1.2. Notele sînt expuneri mai scurte şi de o importanţă mai redusă decît articolele. Ele pot avea un caracter de originalitate, se clasifică zecimal şi se introduc în sumarele anuale.

1.3. Discuţii asupra unor lucrări sau articole apărute, arătînd poziţia luată în problema respectivă şi răspunsul dat, se admit fără ca redacţia să-şi ia un angajament sau responsabilitatea în ce priveşte părerile exprimate. Discuţiile au scopul să încurajeze lupta de opinii între autori şi cititori.

1.4. Referatele sînt rezumate obiective (necifrice) ale unor articole sau lucrări apărute în alte reviste din ţară şi din străinătate, care se consideră de către redacţie a fi interesante şi utile cititorilor. Indicaţia bibliografică să fie completă (inclusiv numărul de figuri, tabele şi referinţe bibliografice).

1.5. Recenziile sînt prezentări mai ample şi critice ale unor lucrări de anvergură, cărţi, monografii, disertaţii. Recenzorii se aleg de către redacţie dintre persoanele competente în domeniul respectiv, care semnează prezentarea. Critica trebuie să fie constructivă şi să permită îmbunătăţiri la o nouă ediţie.

1.6. Norme şi standarde constituie o rubrică de prezentare a ultimelor ştiri privind redactarea şi apariţia de norme şi standarde în ţară şi străinătate (norme internaţionale).

1.7. Cronica serveşte la anunţarea sau reamintirea unor evenimente mai importante în domeniul respectiv : congrese, conferinţe, aniversări, comemorări etc.

2. Partea documentară a revistei este mult amplificată faţă de trecut, avînd în vedere nevoia actuală de a promova şi îmbunătăţi documentarea tehnico-ştiinţifică în masa inginerilor şi tehnicienilor.

2.1. Sumarele sînt redactate în patru limbi, sub formă de fişe bibliografice, decupabile, cu număr de clasificare zecimală şi referinţe bibliografice normale (denumirea şi numărul revistei se repetă pe fiecare fişă). Dispuse pe fanioane (care se detaşează la scoaterea broşelor fiecărui număr), ele sînt destinate a fi decupate şi ordonate în fişiere bibliografice individuale.

2.2. Titlurile unor articole recente din periodicele din ţară şi străinătate, care pot prezenta interes pentru inginerii sau tehnicienii noştri, dar nu pot fi referite mai pe larg (v. 1.4).

3. Inseratele sînt :

3.1. Anunţuri de evenimente şi apeluri către cititori sau autori.

3.2. Reclame şi prezentări de produse speciale ale unor întreprinderi din ţară şi străinătate.

Condiţiile pentru inserarea de anunţuri şi reclame se comunică de către redacţie celor interesaţi.

Redacţia speră ca prin aceste măsuri să fi acţionat în interesul cititorilor şi îşi propune ca obiectiv să facă revista cît mai utilă şi mai interesantă.

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Ayramescu — redactor responsabil ; ing. V. Bunea ; ing. V. Ciofu ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu ; ing. Şt. Grosu ; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. Lazaride ; conf. ing. D. F. Lăzăroiu ; ing. M. Opaschi ; ing. A. Popa ; prof. ing. Cristiana Popescu ; ing. Vl. Popovici ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon : redactor şef : 14.63.86 ; secretar general de redacţie : 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon : 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 5793.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41 400

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.1.002.2

Scheffold, Ed. **Materiale electrotehnice utilizate în construcţia maşinilor electrice.** In : E.M.A. **45**, nr. 11, nov 1966, p. 333—336, 4 fig., 65 ref. bibl.

CZ 621.313.13 : 621.382.2/3.

Engel, W. **Semiconductoare în motorul electric.** In : Elektromaschinenbauer **4**, nr. 12, dec 1966, p. 367—369, 5 fig.

CZ 621.313.13 : 621 – 526

Václav Slávic. **Servoregulatoare de turaţie pentru motoarele cu colector şi servoregulatoare de tensiune** : In : Elektrotehnik **21**, nr. 11, nov 1966, p. 327—328, 2 fig.

CZ 621.313.13.014.2

Likov, V. **Noi elemente din teoria comutaţiei.** In : Energhetica, nr. 10, oct 1966, p. 15—19, 5 fig.

CZ 621.313.13 – 133,3

Frisch, H. **Motoare pas-cu-pas.** In : Elektronik **16**, nr. 1, ian 1967, p. 1—2 şi 4—6, 8 fig.

CZ 621.313.13 – 133.4.049.75

Randma, A. G. **Dinamica maşinilor electrice pas-cu-pas cu înfăşurări imprimate.** In : Elektricestvo **87**, nr. 12, dec 1966, p. 48—52, 3 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.2

Ovcinnikov, I. E. **Randamentul şi unii parametri optimi ai motorului de curent continuu fără contacte.** In : Elektricestvo **87**, nr. 12, dec 1966, p. 44—47, 2 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.39

* * * **Motor cu rotor cu disc.** In : Werkstatt u. Betrieb **100**, nr. 2 (supliment), feb 1967, p. 77 , 2 fig.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.21.004.67

Lowicky, A. **Metodă de analiză şi optimizare a transformatoarelor.** In : Przeglad Elektrotechniczny **42**, nr. 12, dec 1966, p. 500—504, 4 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.314.21.016.352

Romier, R. **Răspunsul unui transformator de curent în regim tranzitoriu.** In : R.G.E. **75**, nr. 9, sept 1966, p. 1103—1111, 13 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.314.211 : 621.315.616.9.001.5

Kutschera, K. şi *Heinrich, B.* **Rezistenţa electrică la tensiuni a transformatoarelor uscate de înaltă tensiune şi posibilităţile de mărire a ei prin folosirea de noi materiale izolante pe bază de siliconi.** In : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 149—151, 3 fig., 1 tab.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.61

Artbauer, J. **Dezvoltarea noilor materiale de izolare.** In : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 125, 2 fig.

CZ 621.315.617.4

Frändl, D. **Impregnarea de calitate a motoarelor şi lacuri.** In : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 146—149, 5 fig. 4, ref. bibl.

CZ 621.315.617.4

Schwabe, G. **Progrese făcute în domeniul conductoarelor emailate.** In : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 144—146, 3 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.52

Ebel, H., Eppelheim şi *Velten, W.* **Intreruptoare automate noi pentru protecţia reţelelor electrice.** In : BBC Nachrichten **48.** nr. 12, dec 1966, p. 646—651.

CZ 621.316.7

Seifert, W. **Stabilizarea circuitelor de control duble.** In : Electrotechn. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 6, 17 mar 1967, p. 145—150, 11 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.7

Weber, W. **O metodă sistematică de elaborare de proiecte de sisteme de reglare liniară adaptive.** In : Elektrotechn. Z, (ETZ-A) **88**, nr. 6, 17 mar 1967, p. 138—144, 15 fig., 1 tab.

CZ 621.316.7.083

Schäfer, O. **Metode de măsurare statistică pentru tehnica reglării.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 6, 17 mar 1967, p. 155—159, 5 fig., 18 ref. bibl.

CZ 621.316.7.503.5

Ströle, D. **Tehnica motoarelor electrice şi a sistemelor adaptive.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 7, 31 mar 1967, p. 182—185, 5 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 521.317.39.538.632 : 681.14.001.57

Karsten Ehlers. **Un multiplicator cu generator Hall.** In : Elektronik **16**, nr. 1, 1967, p. 11—15, 9 fig., 13 ref. bibl.

CZ 621.317.39.084.2 : 531.7

* * * **Transmiţător de măsură pentru unghiurile de relaţie.** In : Werkstatt u. Betrieb **100**, nr. 2 (supliment), feb 1967, p. 96, 2 fig.

CZ 621.317.725 : 621.382.323

* * * **Voltmetru electronic cu efect de cîmp transistorizat.** In : Elektronik **16**, nr. 1, 1967, p. 19—20, 6 fig., 5 ref. bibl.

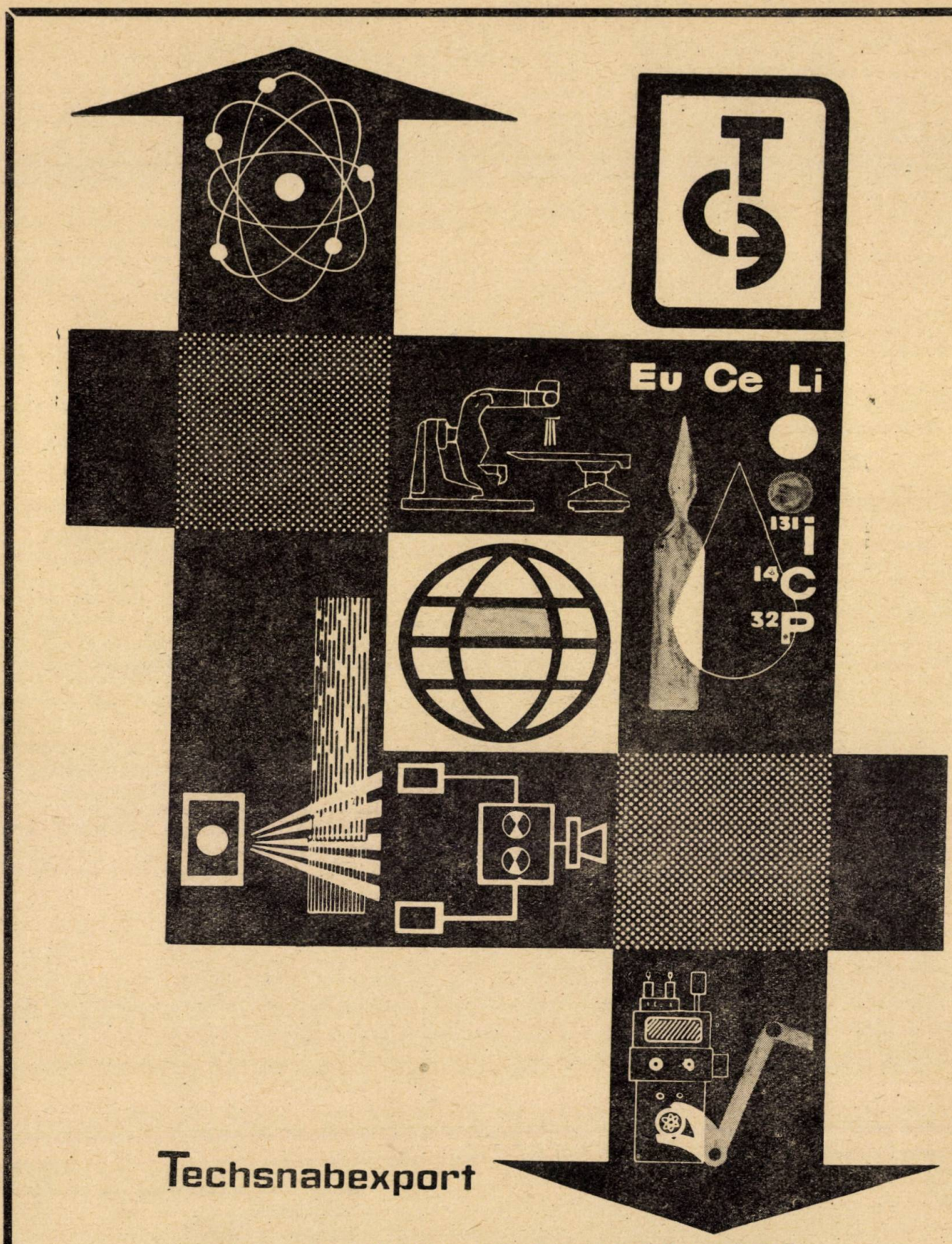
CZ 621.318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE

CZ 621.318.5 : 621.3.066.6.08

* * * **Dispozitiv de verificare a contactelor releelor.** In : Electron. Comp. **7**, nr. 10, oct 1966, p. 955.

CZ 621.318.5.002.2

* * * **Cercetări în domeniul releelor lamelare.** In : Electrical Times **150**, nr. 16, oct 1966, p. 601—602, 3 fig.

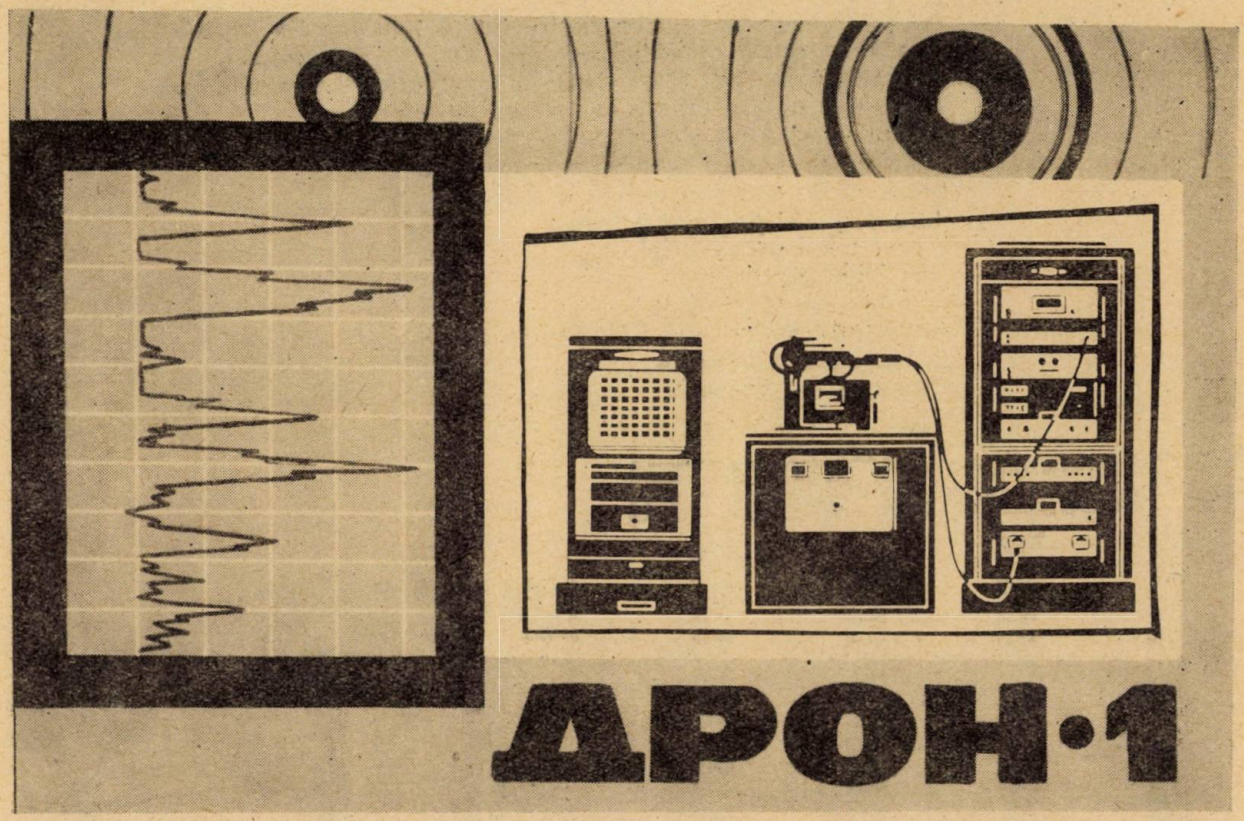


AGENȚIA UNIONALĂ „TECHSNABEXPORT" EXPORTĂ ȘI IMPORTĂ

● Izotopi radioactivi naturali și artificiali ● Generatori de radiații ionizante ● Metale rare ● Dispozitive pentru tehnica nucleară ● Instalații medicale radiologice ● Mijloace de protecție pentru lucrările cu surse de radiații.

Adresa: Moscova, G-200. Smolenskaia-Sennaia, 32-34 Telefon: 44.32.85 Telex: 974

Techsnabexport



MOSCOW - USSR

Difractometru Roentgen DRON-1

Instalație universală pentru:

- **analiza generală Roentgen a structurii**
- **studiul monocristalelor și al texturii**
- **determinarea unghiurilor de secționare a lamelelor monocristaline.**

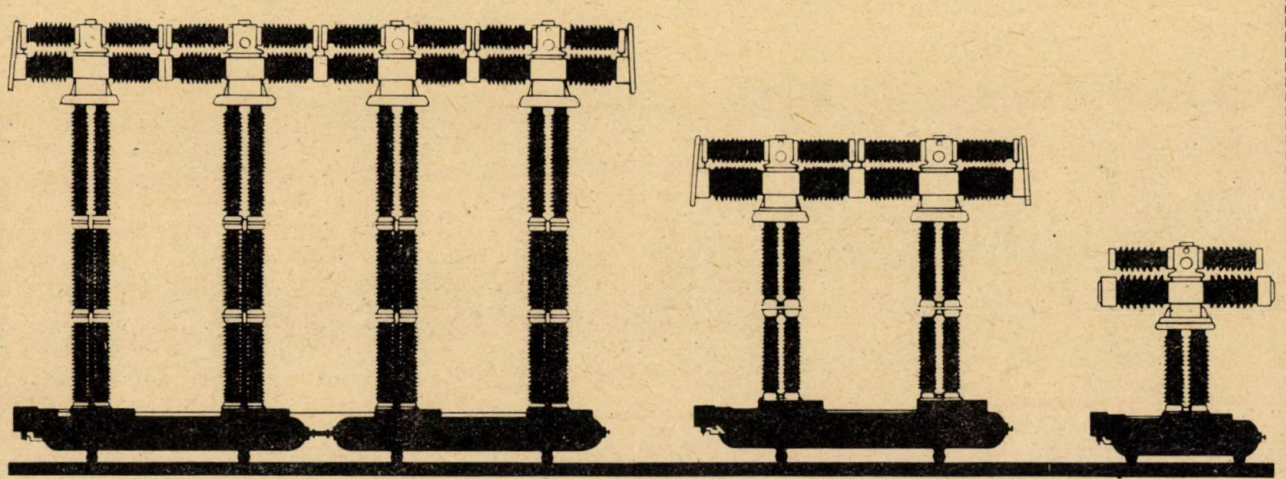
Instalația poate funcționa în camere cu înaltă și joasă temperatură.

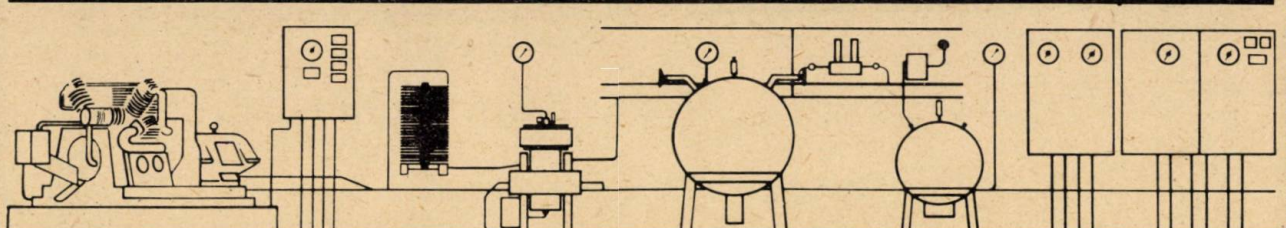
Instalația asigură o precizie ridicată de măsurare a unghiurilor de difracție

Adresa: „TECHSNABEXPORT"
MOSCOVA, G-200
Telefon: 44.32.85
Telex: 974

Întreruptoare cu aer comprimat
și instalații de comprimare a aerului
din elemente tipizate

Întreruptoarele de putere pentru înaltă tensiune tip 'D3AF6 sînt construite după principiul camerei de compresiune.
Elementele lor pot fi montate în comutatoare pentru diferite tensiuni și pentru diferite puteri de repere.
Pentru acționarea dispozitivelor noastre de comutare livrăm instalații de comprimare economice cu o presiune de acumulare pînă la 160 kgf/cm².
Informații se pot obține prin :
Biroul tehnico-comercial
DIA Elektrotechnik
la secția comercială din
Ambasada R.D.G. din R.S. România
Calea Dorobanților 14
București — România





Exportator :

DEUTSCHER INNEN — UND AUSSENHANDEL
Elektrotechnik
HOCHSPANNUNGSGERÄTEWERKE DER DDR

Elektrotechnik

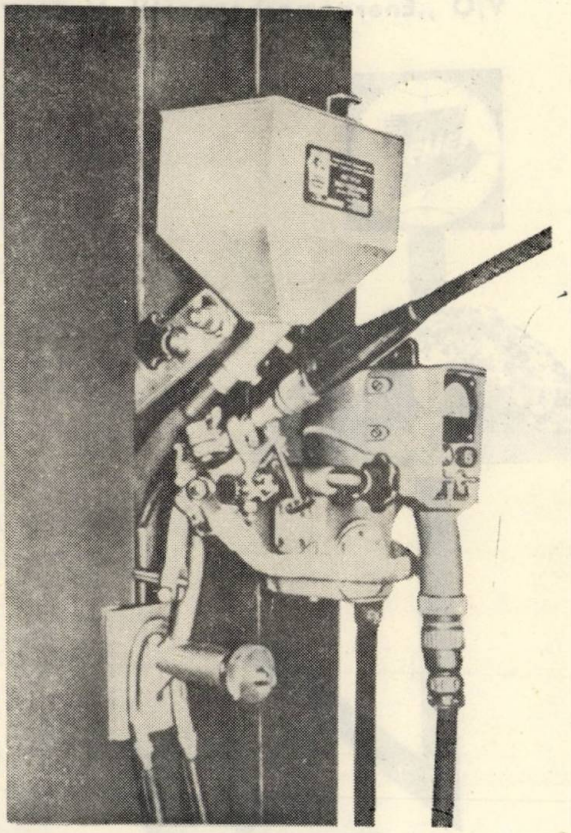
HOCHSPANNUNGSGERÄTEWERKE DER DDR

Publicom

A-820-M

SSSR·MOSKVA
ENERGOMACHEXPORT

ENERGOMACHEXPORT



Noul aparat sovietic pentru sudarea electrică sub zgură A-820-M

— uşor de manipulat, toate operaţiile reglîndu-se cu ajutorul panoului portativ de comandă. Poate fi utilizat comod nu numai în condiţii uzinale, ci şi în ateliere de montaj :

— se foloseşte cu succes în construcţia de maşini, la fabricarea diferitelor construcţii metalice importante. Sudarea sub flux a metalului cu grosimea de 10-20 mm cu formarea forţată a cusăturilor cap la cap verticale, se realizează automat, iar la grosimea de 20-50 mm, semiautomat, cu curent continuu de 700 A. Viteza de sudare variază de la 4 la 15 m/h. Greutatea aparatului 19 kg.

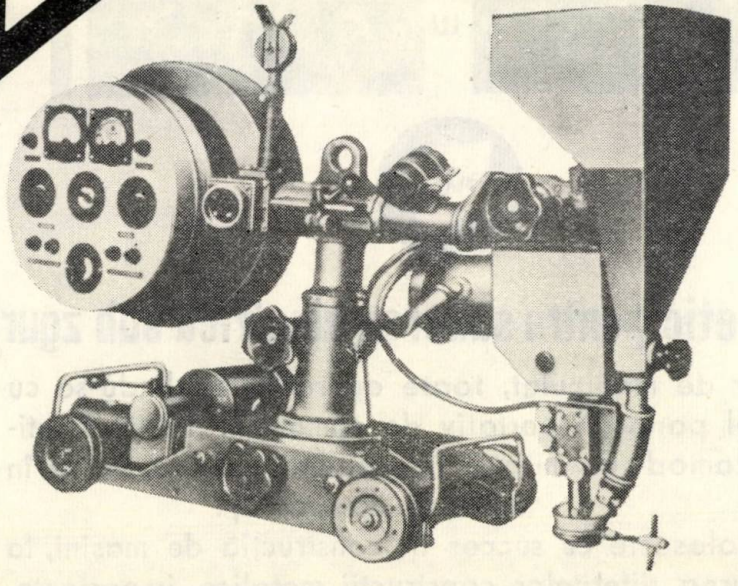
Exportator: V/O „Energomachexport" ● Moscova, V-330, Mosfilmovskaia, 35 ● Telex : 243

Calitate superioară a sudării sub flux asigură automatul ADS—1000—2

Grosimea pieselor de oțel carbon sudate variază între 6 și 30 mm. Tensiunea nominală a curentului 1000 A. Reglare riguroasă a avansului electrodului și a vitezei de sudare. Automatul se folosește la îmbinările cap la cap și de colț, cu și fără prelucrarea muchiilor piesei.

Informații detaliate se obțin de la:

V/O „Energomachexport". Moscova, V-330, Mosfilmovskaia, 35. Telex: 243



АДС-1000-2

AUTOMAT UNIVERSAL DE SUDARE TS-17 MU

Se pune simplu în funcțiune. Prezintă o productivitate ridicată — viteză de sudare pînă la 126 m/h.
Automatul asigură o calitate superioară cusăturilor de sudură fără a fi necesar un utilaj auxiliar complex.
Fără cheltuieli suplimentare aparatul poate fi ușor introdus în procesul de execuție a îmbinărilor cap la cap, cu și fără prelucrarea muchiilor, la cusăturile de colț cu electrozi verticali și înclinați, la cusăturile circulare și longitudinale ale virolelor.
Viteza de avans a electrodului nu depinde de tensiunea arcului. Mecanismul de avans al electrodului și cursa automatului sînt comandate de un singur electromotor.

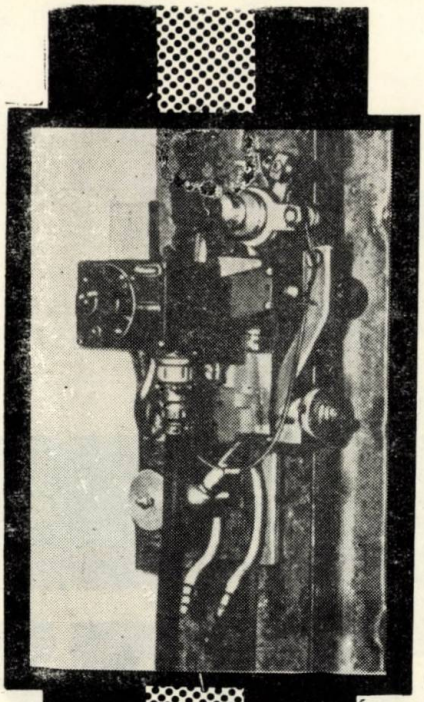
Eficiența economică a utilizării automatului TS-17 MU este incontestabilă:

— rapiditatea reglajului la regimul de sudare dat;
— realizarea unei mari productivități cu timpi auxiliari minimi;
— rapiditatea reglajului la tipul de cusătură și metoda de execuție dată;
— domeniul larg de aplicație, cu ajutorul unui complet de piese de schimb restrîns cu care se realizează reglajul pentru tipul cusăturii și metoda de execuție dorită.

CALITĂȚILE AUTOMATULUI TS-17MU POT FI REPEDE EVALUATE APELÎND LA:

V/O „Energomachexport"
Moscova, V-330
Mosfilmovskaia, 35 Telex: 243

ENERGOMACHEXPORT



A 681 p

Aparat modern pentru sudarea electrică sub zgură a tablelor de oţel de 14-60 mm. Vasta experienţă de construire şi exploatare a aparatelor pentru sudarea electrică sub zgură a permis crearea aparatului A-681p, caracterizat prin compactitate şi maniabilitate deosebite.

Aparatul A-681p serveşte la executarea sudurilor verticale ale tablelor sau la cele înclinate la 45°.

Viteza de sudare 1—5 m/h.

Alimentarea electrică cu curent continuu, cu polaritate inversă, de 800 A. Aparatul se livrează cu completul de piese auxiliare şi de schimb.

Exportator: U.R.S.S. MOSCOVA, V—330,
Mosfilmovskaia, 35
V/O „Energomachexport"
Telex: 243

ENERGOMACHEXPORT

For advertisments In rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

1968 JAN 20

MICM

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

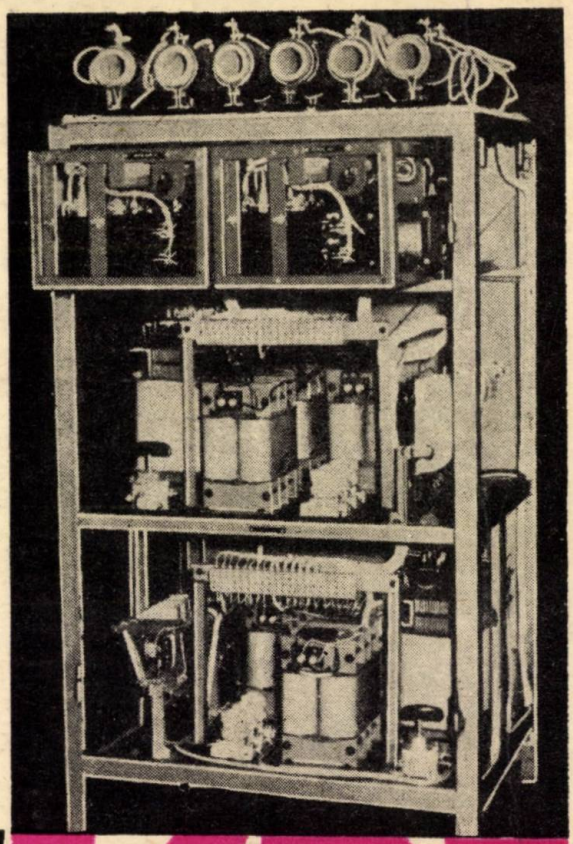
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

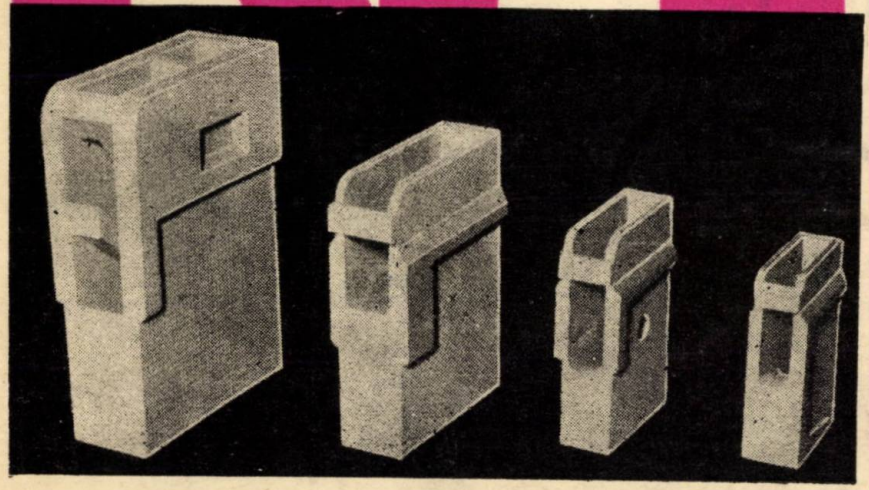
Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique

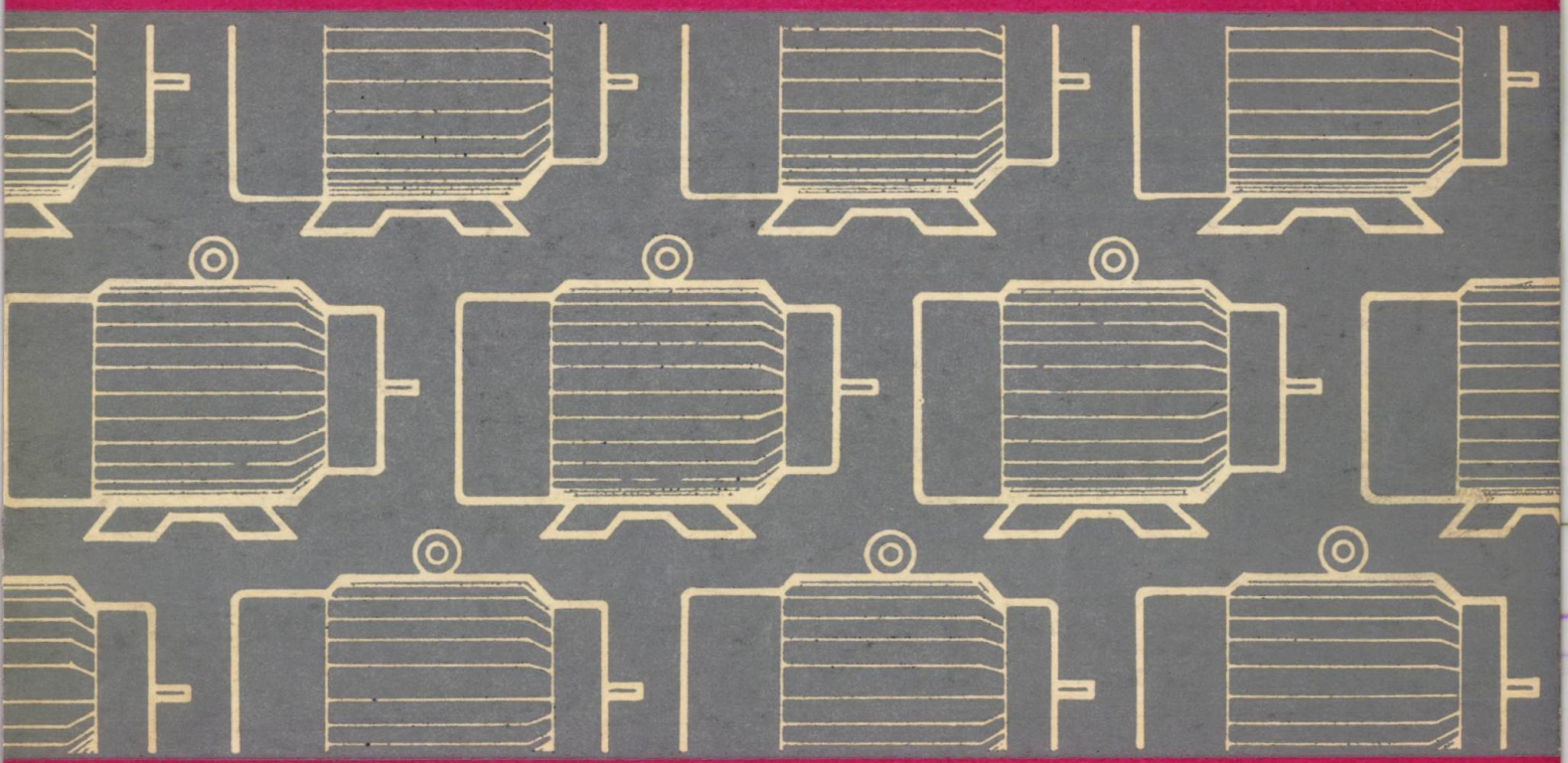




primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 15 ● Nr. 11 ● NOIEMBRIE 1967

11

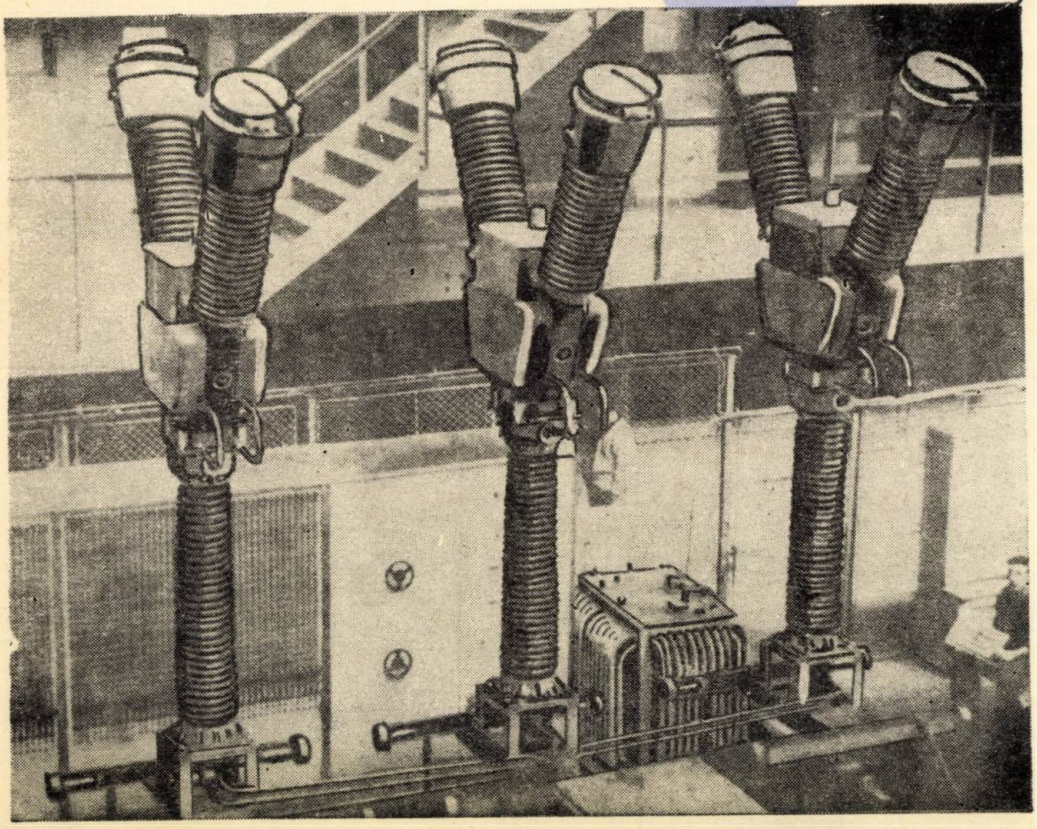
UZINA

ELECTROPUTERE

CRAIOVA

FABRICĂ

APARATAJ ELECTRIC DE ÎNALTĂ TENSIUNE 10 — 220 kV



Cereți de la uzina constructoare cataloagele nou apărute:

Vol. 1. ÎNTRERUPĂTOARE (INCLUSIV CELE DUPĂ LICENȚĂ DELLE) SEPARATOARE, SIGURANȚE FUZIBILE, DESCĂRCĂTOARE, BOBINE DE REACTANȚĂ

Vol. 2. TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

ELECTROTEHNICA

Anul 15 Nr. 11, p. 397 — 440 noiembrie 1967

CUPRINS

CZ 621.3.014.1 – 537.312.8

Andreescu, N. : **O metodă pentru determinarea conductibilității electrice a corpurilor masive, izotrope și anizotrope.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, noiembrie 1967, p. 397 – 404

Se descrie o metodă de măsurare a rezistivității conductoarelor masive, care utilizează un dispozitiv cu patru contacte ce se aplică pe suprafața piesei. Prin găsirea soluției ecuațiilor cîmpului pentru spațiul infinit omogen și anizotrop și folosirea metodei imaginilor electrice se deduc relațiile utilizabile pentru diferite forme ale pieselor conductoare. Aceste relații sînt simplificate prin introducerea unor factori corectivi, exprimați analitic și reprezentați grafic. Se propune un dispozitiv de electrozi pentru măsurarea rezistivității electroliților și se studiază factorii care pot introduce erori de măsură.

CZ 621.3.016.25 : 538.551.43

Nedelcu, N. V. : **Cu privire la stabilirea sensului fizic al puterii reactive.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, noiembrie 1967, p. 404 – 410

Lucrarea stabilește corespondența fizică (23) a expresiei puterii reactive instantanee propuse de autor în lucrări anterioare. În acest scop se analizează schimbul de putere efectuat prin bornele comune ale unui generator sincron și rețelei la care este cuplat, în regim permanent electromecanic.

CZ 621.313.1 : 681.14

Novac, I. : **Calculatoarele analogice și numerice în studiul și construcția de mașini electrice.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, noiembrie 1967, p. 410 – 414

După ce se indică problemele privind diverse procese fizice din mașinile electrice, care au fost studiate cu ajutorul calculatoarelor analogice și digitale, se trece la o analiză mai amplă a folosirii calculatoarelor numerice pentru calculul mașinilor electrice. Se urmărește economicitatea programelor automate de proiectare și se prezintă concluziile concrete care rezultă, după care se analizează modul în care urmează să se elaboreze aceste programe și se fixează datele de intrare, în vederea obținerii de rezultate bune, în condiții economice satisfăcătoare. În încheiere, ca exemplu, este dată o diagramă variabilă pentru proiectarea automată a unui transformator.

CZ 621.318.3 : 621.34

Huhulescu, M : **Electromagneți pentru acționări.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, noiembrie 1967, p. 417 – 426

Se prezintă seria nouă de electromagneți de acționare. Pe baza unui studiu experimental se indică coeficienții necesari unei proiectări judicioase și se trag concluzii privind utilizarea în condiții optime a acestor aparate.

CZ 621.318.34 : 621.79

Marinescu Marilena : **Formarea electromagnetică.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, noiembrie 1967, p. 426 – 433

Se expun bazele fizice ale unui nou procedeu tehnologic bazat pe cîmpuri magnetice foarte intense și de foarte scurtă durată. Se descriu instalații pentru formare magnetică, numeroase aplicații ale procedeului și se evidențiază avantajele față de procedeele clasice.

Din activitatea de cercetare

CZ. 621.319.4.001.2

Sperlea, D. : **Considerații asupra unui caz particular de condensator eletric și asupra posibilității de a se produce curent continuu într-o piesă metalică nedeformabilă.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, noiembrie 1967, p. 434 – 436

RECENZII 436

REFERATE 437 – 438

CRONICĂ 438 – 440

SCURTE ȘTIRI 440

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, str. Orlando, nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon: redactor șef: 14.63.86; secretar general de redacție: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament: 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 5942.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.014.1 – 537.312.8

Андрееску, Н.: **Метод определения электропроводимости массивных тел, изотропных и анизотропных.**
Electrotehnica, 15, № 11, ноябрь 1967, стр. 397–404

Описывается метод измерения удельного сопротивления массивных проводников, при котором применяется приспособление с четырмя контактами, соприкасающимися с поверхностью изделия. На основании уравнений поля для бесконечного пространства — однородного и анизотропного — , и применяя метод электрических изображений, можно вывести соотношения, которые можно использовать для различных форм проводимых изделий. Эти соотношения были упрощены путем введения поправочных коэффициентов, выраженных аналитически и представленных графически. Предлагается электродное приспособление для измерения сопротивления электролитов и изучаются факторы, которые могут вызвать ошибки при измерении.

ДК 621.3.016.25 : 538.551.43

Неделку, Н. В.: **Об установлении физического понятия реактивной мощности.**
Electrotehnica, 15, № 11, ноябрь 1967, стр. 404–410

Устанавливается физическое соотношение (23) мгновенной реактивной мощности, предложенное автором в предыдущих работах. Для этой цели анализируется изменение мощности, осуществленное общими зажимами синхронного генератора и сети, к которой он подключен, в постоянном электромеханическом режиме.

ДК 621.313.1 :681.14

Новак, К.: **Счетные устройства непрерывного действия и цифровые устройства для изучения и конструкции электрических машин.**
Electrotehnica, 15, № 11, ноябрь 1967, стр. 410–417

После изложения вопросов, касающихся различных физических процессов электрических машин, исследованных при помощи счетных устройств непрерывного действия и цифровых устройств, проводится более подробный анализ применения цифровых счетных устройств для вычислений электрических машин. Рассматривается экономичность автоматического программирования при проектировании и делаются конкретные выводы. Затем анализируется способ разработки этих программ и устанавливаются входные величины с целью получения хороших результатов в удовлетворительных экономических условиях. В заключение, для примера, дается диаграмма, применимая для автоматического проектировануя трансформатора.

ДК 621.318.3 : 621.34

Хухулеску, М. : **Электромагнитные приводы.**
Electrotehnica, 15, № 11, ноябрь 1967, стр. 417–426

Описывается новая серия электромагнитных приводов. На основе экспериментального исследования, даются коэффициенты, необходимые для правильного проектирования и делаются выводы в связи с применением в оптимальных условиях этих приборов.

ДК 621.318.34 : 621.79

Маринеску Марилена: **Электромагнитное формирование.**
Electrotehnica. 15, № 11, ноябрь 1967, стр. 426–433

Приводятся физические базы нового технологического метода, основывающегося на высокоинтенсивных и кратвременных магнитных полях. Описываются установки для магнитной формовки и различные возможности применения данного метода, подчеркивая преимущества по сравнению с классическими методами.

ИЗ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

ДК 621.319.4.001.2

Сперля, Д.: **К вопросу об электрическом конденсаторе и о возможности получения постоянного тока в металлической недеформирующейся детали.**
Electrotehnica, 15, № 11, ноябрь 1967, стр. 434–436

РЕЦЕНЗИИ 436
ДОКЛАДЫ 437–438
ХРОНИКА 438–440
КРАТКИЕ ИЗВЕСТИЯ 440

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.014.1 – 537.312.8

Andreescu, N. : **Eine Methode zur Bestimmung der elektrischen Leitfähigkeit von massiven isotropen und anisotropen Körpern.**

Electrotehnica **15**, H.11, Nov 1967, S. 397 – 404

Es wird eine Methode gezeigt zur Bestimmung des spezifischen Widerstandes von massiven Leitern; verwendet wird eine Vorrichtung mit 4 auf der Oberflöche des betreffenden Leiters aufgesetzten Kontakten. Durch Feststellung der Lösung der Gleichungen für das Feld des unendlich homogenen und anisotropen Raumes und durch Anwendung der Methode des elektrischen Bildes werden die für die verschiedenen leitenden Körper anwendbaren Beziehungen abgeleitet. Diese Beziehungen werden durch Einführung von gewissen Berichtigungsfaktoren vereinfacht, welche analytisch ausgedrückt und graphisch dargestellt werden. Es wird eine Elektrodenvorrichtung vorgeschlagen zur Messung des spezifichen Widerstandes von Elektrolyten und die Faktoren untersucht, welche Messfehler verursachen können.

DK 621.3.016.25 : 583.551.43

Nedelcu, N. V. : **Bezüglich der Bestimmung der physikalischen Sinnes der Scheinleistung.**

Electrotehnica **15**, H.11, Nov 1967, S. 404 – 410

Die Arbeit stellt die physikalische Beziehung der Bezeichnung der Momentscheinleistung fest, einer Bezeichnung, die der Autor im früheren Arbeiten vorgeschlagen hatte. Zu diesem Zweck wird der Leistungswechsel durch die gemeinsamen Klemmen eines Synchrongenerators und des mit ihm gekuppelten Netzes — im elektromechanischen Dauerbetrieb — untersucht.

DK 621.313.1 : 681.14.

Novac, I. : **Die Analog — und die Zahlenrechenmaschinen beim Studium, und dem Bau der elektrischen Maschinen.**

Electrotehnica **15**, H.11, Nov 1967, S. 410 – 417

Nach Angabe der Probleme bezgl. verschiedener physikalischen Vorgänge in den elektrischen Maschinen, die mit Hilfe der Analog-und Digitalrechner untersucht wurden, geht man zu einer gründlicheren Untersuchung der Anwendung von Zahlenrechnern bei der Berechnung der elektrischen Maschinen über. Verfolgt wird die Sparsamkeit bei den automatischen Entwurfsprogrammen. Es werden die sich daraus ergebenden konkreten Schlüsse gezogen, worauf die Art, in welcher diese Programme ausgearbeitet werden sollen, untersucht vird. Dann bestimmt man die Ausgangsdaten um gute Resultate und unter befriedigenden wirtschaftlichen Bedingungen zu erhalten. Zum Schluss wird als Beispiel ein Diagramm gezeigt, wonach ein Transformator automatisch projektiert werden kann.

DK 621.318.3 : 621.34

Huhulescu, M. : **Antriebselektromagnete.**

Electrotehnica **15**, H.11, Nov 1967, S. 417 – 426

Man gibt die neue Reihe der Elektromagnete für Antriebe an. Auf Grund einer Versuchsreihe werden die für eine richtige Projektierung nötigen Koeffizienten bestimmt und Schlüsse bezgl. Verwendung dieser Apparate unter bestmöglichen Bedingungen gezogen.

DK 621.318.34 :621.79

Marinescu Marilena : **Die elektromagnetische Formgebung.**

Electrotehnica **15**, H. 11, Nov 1967 S. 426 – 433

Behandelt werden die physikalischen Grundlagen eines neuen technologischen Verfahrens, der sich auf sehr kräftigen und sehr kurzzeitigen magnetischen Feldern stützt. Es werden Anlagen für magnetische Formgebung, sowie verschiedene Anwendungen des Verfahrens beschrieben und dessen Vorteile gegenüber den klassischen Verfahren hervorgehoben.

Aus der Forschungsarbeit

DK 621.319.4.001.2

Sperlea, D. : **Betrachtungen über einen Sonderfall des elektrischen Kondensators und über die Möglichkeit, Gleichstrom in einem metallischen Stück unveränderlicher Form zu erzeugen.**

Electrotehnica **15**, H.11, Nov 1967, S. 434 – 436

BUCHBESPRECHUNGEN 436
REFERATE 437 – 438
CHRONIK 438 – 440
KURZNACHRICHTEN 440

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 11 București, noiembrie 1967

O metodă pentru determinarea conductibilității electrice a corpurilor masive, izotrope și anizotrope

Nicolae Andreescu * — București

CZ 621.3.014.1 – 537.312.8

Măsurarea conductibilității electrice a materialelor conductoare masive nu se poate efectua decît pentru corpuri de formă simplă.

Astfel, dacă corpul se prezintă în formă de prismă sau cilindru, se poate, cu oarecare dificultăți, măsura rezistența sa și de aici se deduce conductibilitatea electrică. Pentru a nu se întîmpina mari greutăți în realizarea contactelor prin care trece curentul în material și pentru ca rezistența de măsurat să nu fie foarte mică și deci dificil de măsurat, fără erori mari, metoda poate fi aplicată doar la materialele care au o conductibilitate relativ scăzută.

Determinarea conductibilității pentru corpurile masive cu conductibilitate mare se rezolvă prin folosirea unor eșantioane din același material, pregătite sub formă de cilindri cu lungime mare și secțiune mică, a căror rezistență electrică se măsoară cu ajutorul unei punți de măsură Thompson.

În cazul conductoarelor de a doua speță (soluțiile electrolitice) metoda cea mai utilizată este aceea a punții Kohlrausch, unde electrolitul este introdus într-o celulă de formă geometrică determinată și se determină rezistența electrică a coloanei de lichid.

Descrierea dispozitivului de măsură

Vom arăta în continuare că problema se poate rezolva utilizînd un dispozitiv simplu, compus din patru contacte, dispuse în linie (fig. 1), dintre care contactele A și B servesc pentru trecerea unui curent I prin corpul conductor și contactele C și D, pentru culegerea unei tensiuni U.

Dispozitivul se așază pe suprafața piesei. El este astfel construit încît lungimea sa $(2\,a + b)$ este mult mai mică decît oricare din dimensiunile conductorului studiat și deci se poate considera că dispozitivul este plasat pe o suprafață plană infinită.

În situația cînd nu este îndeplinită această condiție, se va arăta cum se poate lua în considerare influența marginilor.

Vîrfurile electrozilor A, B, C și D sînt ascuțite astfel încît contactul electric este, practic, punctiform. Măsurînd căderea de tensiune U, care apare la un curent dat I, pentru o grosime

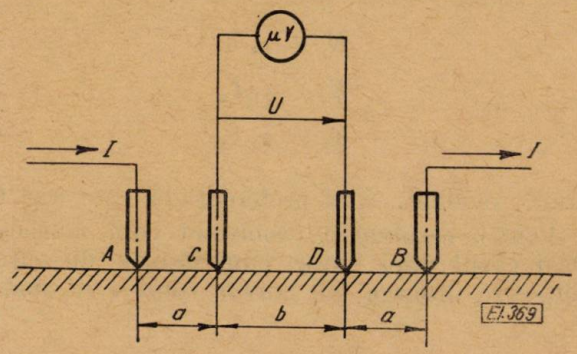


Fig. 1. Schema amplasării contactelor de curent și tensiune.

suficient de mare a materialului și cînd dispozitivul nu este prea apropiat de marginile piesei, se poate determina conductibilitatea corpului, dacă este omogen sau o valoare medie a conductibilității din zona înconjurătoare locului unde este plasat dispozitivul, dacă materialul nu este omogen. O metodă asemănătoare, aplicabilă numai pentru corpurile izotrope, este descrisă în [1] și recomandată pentru măsurători de conductibilitate la semiconductoare.

Calculul cîmpului electric produs de electrozii A și B în semispațiul infinit

Deoarece în practica curentă se pot întîlni corpuri masive conductoare, care prezintă o anizotropie [2], calculul va fi condus ținîndu-se seamă de această anizotropie, rezultatele putînd fi ușor particularizate pentru corpurile izotrope.

Vom considera cazul materialelor în a căror tehnologie de fabricație intervine o operație

* Ing. *N. Andreescu* este inginer principal la I.F.A.

de presare, tragere etc., care face ca proprietățile din direcția de presare, de exemplu, să fie deosebite de proprietățile din planul perpendicular pe această direcție.

Pentru astfel de materiale, rezistivitatea are o valoare ρ_2 în direcția preferențială (direcția de presare, tragere etc.) și o altă valoare ρ_1 în planul perpendicular, aceeași în orice direcție a acestui plan.

Legea lui Ohm, pentru corpuri anizotrope [3], are forma :

$$\bar{E} = \bar{\rho}\,\bar{I}. \tag{1}$$

În cazul materialelor menționate se poate arăta că tensorul $\bar{\rho}$ poate fi reprezentat de matricea :

$$[\rho] = \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_1 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_2 \end{bmatrix}, \tag{2}$$

prin urmare, expresia componentelor cîmpului electric după cele trei axe va fi :

$$\begin{aligned} E_x &= \rho_1 I_x \\ E_y &= \rho_1 I_y \\ E_z &= \rho_2 I_z \end{aligned} \tag{3}$$

cînd, evident, axa preferențială este axa Oz.

Pentru rezolvarea problemei vom considera întîi cazul unei surse punctiforme de curent din care diverge un curent total i în spațiul

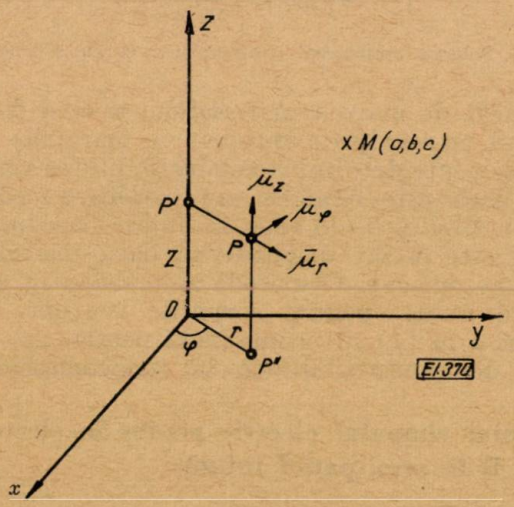


Fig. 2. Sursa punctiformă în originea axelor de coordonate.

infinit și anizotrop, a cărui rezistivitate este reprezentată de matricea (2).

Luăm sursa punctiformă în originea axelor de coordonate și vom utiliza în cele ce urmează sistemul de coordonate cilindrice (fig. 2).

În orice punct al spațiului, cu excepția lui 0, putem scrie [3] în regim electrocinetic staționar :

$$\text{rot}\ \bar{E} = 0,$$

deci :

$$\begin{aligned} \bar{E} &= -\text{grad}\ V. \\ \bar{E} &= \bar{\rho}\,\bar{J} \end{aligned} \tag{4}$$

și

$$\text{div.}\ \bar{J} = 0.$$

Dacă se descompune, vectorul $\bar{E}$ după cei trei versori $\bar{u}_z$ $\bar{u}_\varphi$ și $\bar{u}_r$ se poate observa că $E_\varphi = 0$. În caz contrar, $\oint \bar{E}\,d\bar{r}$ pe un cerc cu centrul în P' și cu raza PP', ar rezulta, din motive de simetrie, diferită de zero, ceea ce contrazice prima din relațiile (4).

Din (3) rezultă că dacă $\bar{u}_\nu$ este un versor oarecare în planul xOy, atunci :

$$\bar{E}_\nu = \bar{i}\,E_x + \bar{j}\,E_y = \rho_1(\bar{i}\,J_x + \bar{j}\,J_y) = \rho_1 \bar{J}_\nu ; \tag{5}$$

prin urmare putem scrie :

$$E_z = \rho_2 J_z ;\ E_r = \rho_1 J_r ;\ J_\varphi = 0. \tag{6}$$

Prelucrînd relațiile (4), obținem :

$$\text{div}\,\bar{J} = \frac{1}{r} J_r + \frac{\partial J_r}{\partial r} + \frac{\partial J_z}{\partial z} = 0 ; \tag{7}$$

$$\Delta V = \frac{1}{r}\frac{\partial V}{\partial r} + \frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = -\,\text{div}\ \bar{E}, \tag{8}$$

pentru că $\dfrac{\partial V}{\partial \varphi} = 0$.

$$\begin{aligned} \text{div}\,\bar{E} &= \frac{1}{r} E_r + \frac{\partial E_r}{\partial r} + \frac{\partial E_z}{\partial z} = \\ &= \frac{1}{r}\rho_1 J_r + \rho_1 \frac{\partial J_r}{\partial r} + \rho_2 \frac{\partial J_z}{\partial z} \end{aligned} \tag{9}$$

sau :

$$\text{div}\,\bar{E} = (\rho_2 - \rho_1)\frac{\partial J_z}{\partial z}. \tag{9'}$$

Prin urmare, deoarece :

$$\frac{\partial J_z}{\partial z} = \frac{1}{\partial_2}\frac{\partial E_z}{\partial z} = -\frac{1}{\rho_2}\frac{\partial^2 V}{\partial z^2}, \tag{10}$$

rezultă :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial V}{\partial r} + \frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = -(\rho_1 - \rho_2)\frac{1}{\rho_2}\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} \tag{11}$$

sau :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial V}{\partial r} + \frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + \frac{\rho_1}{\rho_2}\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0. \tag{12}$$

Această ecuație admite următoarea soluție :

$$V = \frac{K}{\sqrt{r^2 + \dfrac{\rho_2}{\rho_1} z^2}}, \tag{13}$$

unde K va fi determinat din condiția ca :

$$\int_{\Sigma} \bar{J}\, \mathrm{d}\bar{A} = i, \tag{14}$$

Σ fiind o suprafață închisă ce conține în interior sursa 0.

Pentru ușurința calculelor vom considera o suprafață sferică, cu centrul în 0 și de rază R, pentru care, datorită proprietăților de simetrie ale cîmpului electric și ale densității de curent $\bar{J}$ față de axa Oz, vom lua ca element de suprafață o coroană circulară ca în figura 3 :

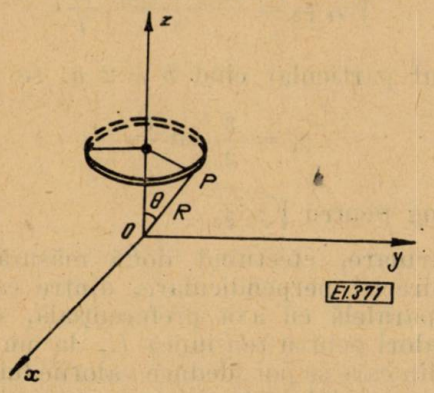


Fig. 3. Elementul de arie pentru calculul curentului total.

$$\mathrm{d}A = 2\pi R^2 \sin\theta\, \mathrm{d}\theta. \tag{15}$$

Expresia densității de curent pe suprafața sferei rezultă din :

$$\bar{E} = -\operatorname{grad} V = -\left(\bar{u}_r \frac{\partial V}{\partial r} + \bar{u}_z \frac{\partial V}{\partial z}\right), \tag{16}$$

deci :

$$\bar{E} = \frac{K}{\left(\sqrt{r^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1} z^2}\right)^3} \left(r\,\bar{u}_r + \frac{\rho_2}{\rho_1} z\,\bar{u}_z \right) \tag{17}$$

și

$$\bar{J} = \frac{K}{\rho_1 \left(\sqrt{r^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1} z^2}\right)^3} (r\,\bar{u}_r + z\,\bar{u}_z). \tag{18}$$

Acest rezultat este important pentru că arată că vectorul densității de curent, $\bar{J}$, este radial, chiar cînd materialul este anizotrop (adică are aceeași direcție cu raza vectoare OP). Se observă că integrala (14) devine :

$$i = \frac{K}{\rho_1} \int_0^{\pi} \frac{2\pi R^3 \sin\theta\, \mathrm{d}\theta}{R^3 \left(\sqrt{\sin^2\theta + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\theta}\right)^3}, \tag{19}$$

pentru că :

$$r = R\sin\theta, \tag{20}$$

$$z = R\cos\theta .$$

Deci :

$$K = \frac{i\,\rho_1}{2\pi \int_0^{\pi} \frac{\sin\theta\, \mathrm{d}\theta}{\left(\sqrt{\sin^2\theta + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\theta}\right)^3}}. \tag{21}$$

Se arată cu ușurință că:

$$\int \frac{\sin\theta\, \mathrm{d}\theta}{\left(\sqrt{\sin^2\theta + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\theta}\right)^3} = -\sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_1 - \rho_2}} \frac{\cos\theta}{\sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_1 - \rho_2} - \cos^2\theta}}, \tag{22}$$

deci :

$$\int_0^{\pi} \frac{\sin\theta\, \mathrm{d}\theta}{\left(\sqrt{\sin^2\theta + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\theta}\right)^3} = 2\sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2}} \tag{22'}$$

și prin urmare :

$$K = \frac{i\,\rho_1}{4\pi\sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2}}} = \frac{i\sqrt{\rho_1\rho_2}}{4\pi}. \tag{21'}$$

Soluția ecuației (12), pentru cazul studiat, va fi deci :

$$V = \frac{i\sqrt{\rho_1\rho_2}}{4\pi} \frac{1}{\sqrt{r^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1} z^2}} =$$

$$= \frac{i\sqrt{\rho_1\rho_2}}{4\pi} \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1} z^2}}. \tag{13'}$$

În cazul în care din punctul 0 diverge curentul total i și în punctul M (a,b,c), (fig. 2) converge un curent total de aceeași valoare, soluția se obține prin superpoziție și este :

$$V = \frac{i\sqrt{\rho_1\rho_2}}{4\pi} \left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1} z^2}} - \frac{1}{\sqrt{(x-a)^2 + (y-b)^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1}(tz - c)^2}} \right]. \tag{23}$$

Dacă punctele O și M se află pe un plan care mărginește semispațiul infinit, atunci fenomenele se petrec identic ca mai sus, cu singura deosebire că trebuie considerat $i = 2I$, deoarece I fiind radial, suprafața limită a semispațiului se confundă cu liniile de cîmp ale densi-

tății de curent și deci liniile de cîmp în interiorul materialului au aceeași formă ca în cazul spațiului infinit.

Prin urmare, pentru situația reprezentată în figura 4, expresia potențialului unui punct

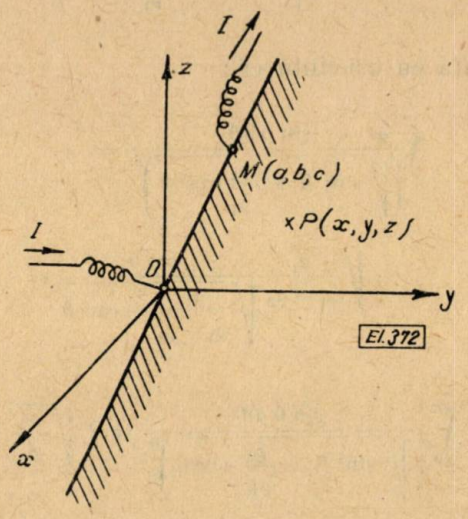


Fig. 4. Sursele punctiforme 0 și M în cazul semispațiului infinit.

$P(x,y,z)$, cînd originea axelor se află în punctul O, este următoarea:

$$V = \frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{2\pi}\left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1} z^2}} - \frac{1}{\sqrt{(x-a)^2 + (y-b)^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1}(z-c)^2}}\right]. \quad (24)$$

Determinarea conductibilității electrice

Dacă revenim la dispozitivul din figura 1 și considerăm că linia celor patru contacte face un unghi α cu axa preferențială, atunci, conform figurii 4, luînd linia $A\,C\,D\,B$ în planul yOz, coordonatele punctelor A,B,C și D sînt: $A\,(0,0,0)$; $B\,[0,(2a+b)\sin\alpha,(2a+b)\cos\alpha]$; $C\,(0,a\sin\alpha,a\cos\alpha]$ și $D\,[0,(a+b)\sin\alpha,(\alpha+b)\cos\alpha]$, iar expresia potențialului punctelor C și D:

$$V_C = \frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{2\pi}\,\frac{b}{a(a+b)}\,\frac{1}{\sqrt{\sin^2\alpha + \frac{\rho_1}{\rho_1}\cos^2\alpha}}, \quad (25)$$

$$V_D = -\frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{2\pi}\,\frac{b}{a(a+b)}\,\frac{1}{\sqrt{\sin^2\alpha + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\alpha}}.$$

Astfel, avem:

$$U = \frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{\pi}\,\frac{b}{a(a+b)}\,\frac{1}{\sqrt{\sin^2\alpha + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\alpha}}. \quad (26)$$

De aici se deduce că pentru poziția dispozitivului în care linia celor patru contacte coincide cu axa preferențială există relația:

$$\rho_1 = \frac{\pi a\,(a+b)}{b}\,\frac{U}{I}, \quad (27)$$

iar cînd dispozitivul este orientat perpendicular pe această axă:

$$\sqrt{\rho_1 \rho_2} = \frac{\pi a\,(a+b)}{b}\,\frac{U}{I}. \quad (28)$$

În cazul particular cînd $b = 2\,a$, se obține:

$$\rho_1 = \frac{3}{2}\,\pi a\,\frac{U}{I} \quad (27')$$

și analog pentru $\sqrt{\rho_1 \rho_2}$.

Prin urmare, efectuînd două măsurători în două direcții perpendiculare, dintre care una să fie paralelă cu axa preferențială, se obțin două valori pentru tensiunea U, la un curent dat I, din care se pot deduce valorile lui ρ_1 și ρ_2.

Dacă materialul este izotrop, expresia rezistivității este identică cu (27).

Influența grosimii și marginilor piesei

În practică, nu întotdeauna se poate realiza condiția enunțată mai înainte, și anume ca oricare din dimensiunile piesei să fie mult mai mare decît $2\,a+b$.

Se vor arăta, mai departe, care este efectul grosimii limitate g a piesei a cărei conductibilitate se măsoară, precum și corecțiile care trebuie aduse la formulele indicate, în situația în care dispozitivul de măsură este așezat la o distanță dată l, de una din marginile probei.

Calculul influenței grosimii și marginilor probei se poate face folosind metoda imaginilor electrice.

I. În cazul cînd grosimea piesei este g (fig. 5), soluția se obține prin superpoziția potențialelor date de o serie dublu infinită de perechi de surse punctiforme, identice cu perechea principală $A - B$ și distanțate de planul în care este plasat dispozitivul cu $2\,g$, $4\,g$, $6\,g$ etc.

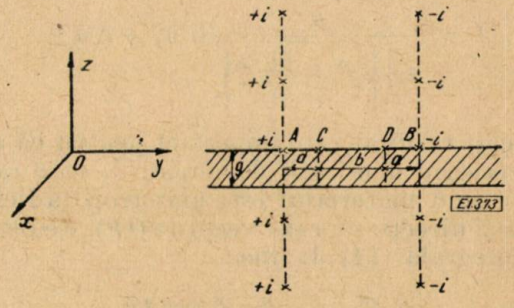


Fig. 5. Imaginile electrice în cazul piesei de grosime g.

În funcție de componentele tensorului $\bar{\bar{\rho}}$ deosebim mai multe variante.

Ia. $\rho_{xx} = \rho_1$; $\rho_{yy} = \rho_1$; $\rho_{zz} = \rho_2$.

Tensiunea între punctele C și D (fig. 5) este, în acest caz:

$$U = \frac{\sqrt{\rho_1 \rho_2}\, I}{\pi} \left\{ \frac{b}{a(a+b)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{a^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1}(2ng)^2}} - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{1}{\sqrt{(a+b)^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1}(2ng)^2}} \right] \right\}. \qquad (29)$$

În situația în care $b = 2a$, se obține:

$$U = \frac{2}{3} \frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{\pi a} \left\{ 1 + 3 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\rho_2}{\rho_1}\left(2n\frac{g}{a}\right)^2}} - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{1}{\sqrt{9 + \frac{\rho_2}{\rho_1}\left(2n\frac{g}{a}\right)^2}} \right] \right\}. \qquad (30)$$

Grosimea limitată a piesei provoacă apariția unei tensiuni suplimentare ΔU, dată de:

$$\Delta U = \frac{2}{3} \frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{\pi a} F\left(\frac{\rho_2}{\rho_1}, \frac{g}{a}\right), \qquad (31)$$

unde:

$$F\left(\frac{\rho_2}{\rho_1}, \frac{g}{a}\right) = 3 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\rho_2}{\rho_1}\left(2n\frac{g}{a}\right)^2}} - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{\sqrt{9 + \frac{\rho_2}{\rho_1}\left(2n\frac{g}{a}\right)^2}} \right] \qquad (32)$$

și este reprezentată în figura 6 pentru cîteva valori ale lui $\frac{\rho_2}{\rho_1}$.

Ib. $\rho_{xx} = \rho_1$; $\rho_{yy} = \rho_2$; $\rho_{zz} = \rho_1$,

Ne vom referi în continuare la cazul $b = 2a$ și aplicînd relația (24), se găsește ușor:

$$U = \frac{2}{3} \frac{I\rho_1}{\pi a} \left[1 + F'\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}, \frac{g}{a}\right) \right], \qquad (33)$$

unde F' este aceeași funcție F, în care $\frac{\rho_2}{\rho_1}$ este înlocuit cu $\frac{\rho_1}{\rho_2}$ (fig. 6).

Ic. $\rho_{xx} = \rho_2$; $\rho_{yy} = \rho_1$; $\rho_{zz} = \rho_1$.

De această dată avem:

$$U = \frac{2}{3} \frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{\pi a} \left[1 + F\left(1, \frac{g}{a}\right) \right]. \qquad (34)$$

Reprezentarea din figura 6 arată că erorile care se fac prin neglijarea termenului aditiv sînt cu atît mai mari, la o grosime dată, cu cît $\frac{\rho_2}{\rho_1}$ este mai mic. De asemenea, aceste erori

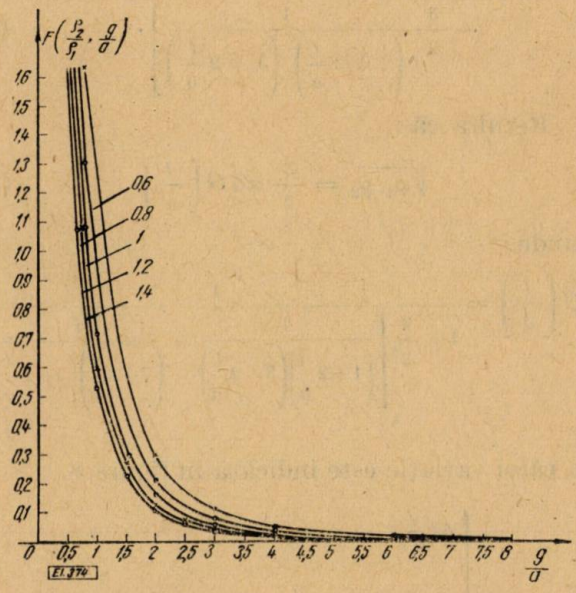


Fig. 6. $F\left(\frac{\rho_2}{\rho_1}, \frac{g}{a}\right)$ în funcție de $\frac{g}{a}$ pentru $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 0{,}6$; $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 0{,}8$; $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 1$; $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 1{,}2$ și $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 1{,}4$

scad mult cînd $\frac{g}{a} > 4$. De exemplu, pentru $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 0{,}8$; $g = 5\,a$, eroarea respectivă este mai mică decît 2%.

II. Cînd dispozitivul de măsură este plasat ca în figura 7, la distanța l de marginea piesei,

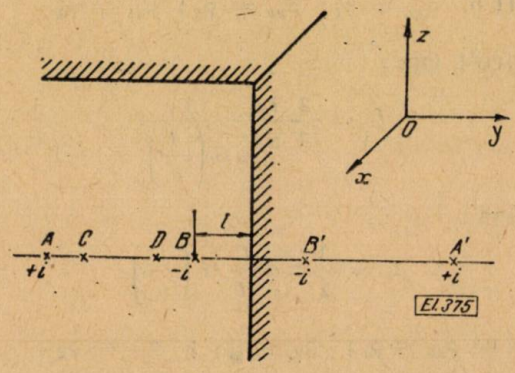


Fig. 7. Imaginile electrice în cazul amplasării dispozitivului de măsură perpendicular pe marginea piesei.

soluția se obține folosind imaginile electrice ale surselor de curent A și B față de marginea piesei.

IIa. $\rho_{xx} = \rho_2$; $\rho_{yy} = \rho_1$; $\rho_{zz} = \rho_1$.

Se arată ușor că:

$$U = \frac{2}{3}\frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{\pi a}\left[1 + \frac{3}{2}\frac{1}{\left(1+2\frac{l}{a}\right)\left(3+2\frac{l}{a}\right)} - \frac{3}{2}\frac{1}{\left(7+2\frac{l}{a}\right)\left(5+2\frac{l}{a}\right)}\right]. \quad (35)$$

Rezultă că:

$$\sqrt{\rho_1 \rho_2} = \frac{3}{2}\pi a G\left(\frac{l}{a}\right), \quad (36)$$

unde:

$$G\left(\frac{l}{a}\right) = \frac{1}{1+\frac{3}{2}\left[\frac{1}{\left(1+2\frac{l}{a}\right)\left(3+2\frac{l}{a}\right)} - \frac{1}{\left(7+2\frac{l}{a}\right)\left(5+2\frac{l}{a}\right)}\right]}, \quad (37)$$

a cărei variație este indicată în figura 8.

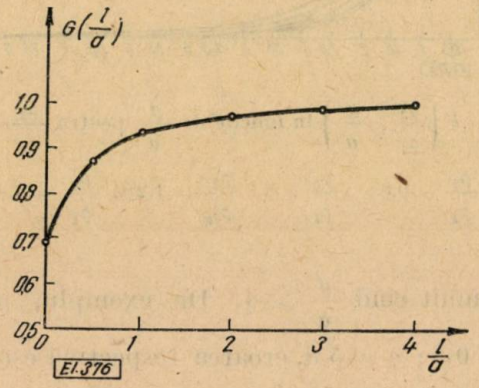


Fig. 8. $G\left(\frac{l}{a}\right)$ în funcție de $\frac{l}{a}$.

II b. $\rho_{xx} = \rho_1$; $\rho_{yy} = \rho_2$; $\rho_{zz} = \rho_1$.

În acest caz:

$$U = \frac{2}{3}\frac{I\rho_1}{\pi a}\frac{1}{G\left(\frac{l}{a}\right)} \quad (38)$$

și deci:

$$\rho_1 = \frac{3}{2}\pi a \frac{U}{I} G\left(\frac{l}{a}\right). \quad (39)$$

II c. $\rho_{xx} = \rho_1$; $\rho_{yy} = \rho_1$; $\rho_{zz} = \rho_2$.

Cazul este analog cu II a și relația finală este identică cu (36).

Se observă că așezarea dispozitivului ca în figura 7 duce la apariția unui factor corectiv în relațiile de calcul ale rezistivității, a cărui reprezentare este dată în figura 8 și care, aproximat la valoarea 1, introduce erori sub 1% cînd $l \geqslant 4a$.

III. Cînd dispozitivul de măsură este ca în figura 9, soluția se obține tot prin considerarea imaginilor surselor A și B (fig. 9).

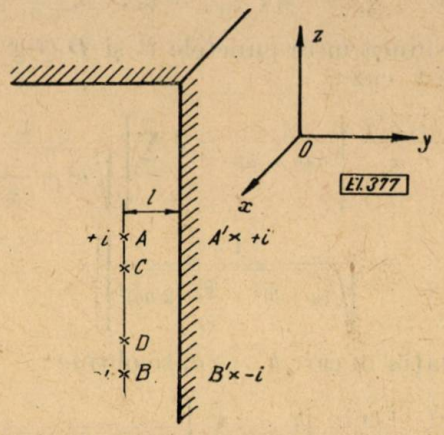


Fig. 9. Imaginile electrice în cazul amplasării dispozitivului de măsură paralel cu marginea piesei.

III a. $\rho_{xx} = \rho_2$; $\rho_{yy} = \rho_1$; $\rho_{zz} = \rho_1$.

Se obține:

$$U = \frac{2}{3}\frac{I\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{\pi a}\left\{1 + \frac{3}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1+4\left(\frac{l}{a}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{9+4\left(\frac{l}{a}\right)^2}}\right]\right\}, \quad (40)$$

deci:

$$\sqrt{\rho_1 \rho_2} = \frac{3}{2}\pi a \frac{U}{I} f\left(\frac{l}{a}\right), \quad (41)$$

unde

$$f\left(\frac{l}{a}\right) = \frac{1}{1+\frac{3}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1+4\left(\frac{l}{a}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{9+4\left(\frac{l}{a}\right)^2}}\right]}, \quad (42)$$

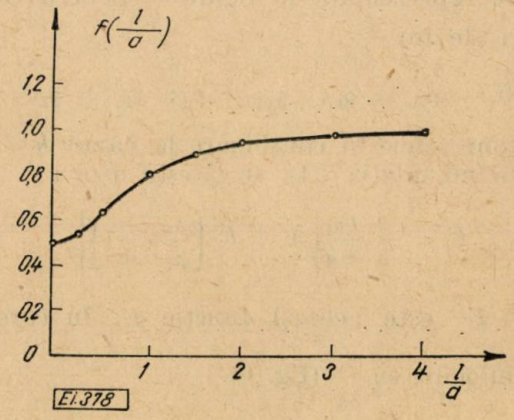


Fig. 10. $f\left(\frac{l}{a}\right)$ în funcție de $\frac{l}{a}$.

care este reprezentată în figura 10, iar calculul se poate conduce ținînd seamă de acest factor corectiv.

IIIb. $\rho_{xx} = \rho_1$; $\rho_{yy} = \rho_2$; $\rho_{zz} = \rho_1$.

Vom avea:

$$U = \frac{2}{3}\frac{I\sqrt{\rho_1\rho_2}}{\pi a}\frac{1}{f\left(\frac{l'}{a}\right)}, \qquad (43)$$

unde:

$$l' = \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}}\,l.$$

IIIc. $\rho_{xx} = \rho_1$; $\rho_{yy} = \rho_1$; $\rho_{zz} = \rho_2$.

Se obține:

$$U = \frac{2}{3}\frac{I\rho_1}{\pi a}\frac{1}{f\left(\frac{l''}{a}\right)}, \qquad (44)$$

în care:

$$l'' = \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2}}\,l.$$

În aceste două ultime situații nu se mai poate folosi factorul corectiv, deoarece el conține raportul $\frac{\rho_1}{\rho_2}$, dar relațiile obținute arată că pentru $\frac{l}{a} \geqslant 4$, eroarea care se face considerînd $f\left(\frac{l}{a}\right) = 1$ este mai mică decît 1%.

Erori de măsurare

Erorile care pot apărea sînt:
a) datorită erorilor de măsură a mărimilor a, b, U și I;
b) din cauza așezării imperfecte a dispozitivului (astfel încît el poate să fie la un unghiu α, mic față de direcția preferențială);
c) datorită influenței grosimii piesei sau a marginilor.

a) În acest caz erorile sînt:

$$\left(\frac{\Delta\rho}{\rho}\right)_1 = \frac{\Delta a}{a} + \frac{\Delta b}{b} + \frac{\Delta(a+b)}{a+b} + \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I}. \qquad (45)$$

Erorile datorită necunoașterii exacte a distanțelor dintre contacte pot fi făcute, printr-o construcție îngrijită, să fie mai mici de 1%.

Valoarea lui $\frac{\Delta I}{I}$ poate fi, de asemenea, redusă sub 1% prin alegerea adecvată a ampermetrului. Deoarece tensiunile care trebuie măsurate sînt mici, fiind de ordinul zecilor de microvolți, aparatele care se pot folosi sînt microvoltmetre sau galvanometre care trebuie, în prealabil, etalonate folosindu-se un potențiometru, astfel că termenul $\frac{\Delta U}{U}$ poate fi micșorat sub 2%.

În concluzie: $\left(\frac{\Delta\rho}{\rho}\right)_1 \leqslant 4\%$.

b) Relația (26) mai poate fi scrisă:

$$\sqrt{\rho_1\rho_2} = \frac{\pi a(a+b)}{b}\frac{U}{I}\sqrt{\sin^2\alpha + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\alpha}. \qquad (26')$$

Se poate arăta ușor că expresia:

$$k\left(\alpha, \frac{\rho_2}{\rho_1}\right) = \sqrt{\sin^2\alpha + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\alpha} \qquad (46)$$

trece printr-un minim pentru $\alpha = 0$ și printr-un maxim pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$ $\left(\text{dacă } \frac{\rho_2}{\rho_1} < 1\right)$ ca în figura 11.

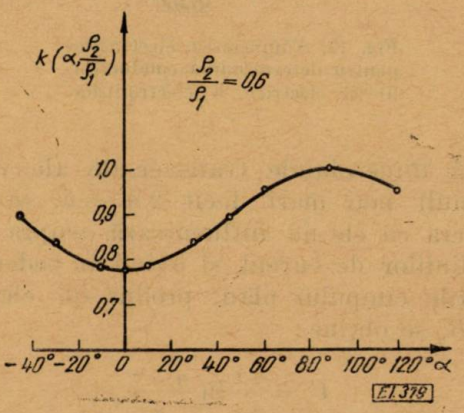


Fig. 11. $k\left(\alpha, \frac{\rho_2}{\rho_1}\right)$ în funcție de α pentru $\left(\frac{\rho_2}{\rho_1}\right) = 0.6$.

Luînd un caz extrem în practică ($\frac{\rho_2}{\rho_1} = 0{,}6$) și considerînd că dispozitivul este plasat la un unghi de 5° față de direcția reprezentată de axa preferențială sau de perpendiculara pe ea, se obține o eroare de 0,25%.

c) Erorile datorite grosimii limitate a piesei și influenței marginilor au fost analizate mai înainte.

Concluzii

Metoda descrisă necesită folosirea unui dispozitiv de electrozi simplu și permite măsurarea rezistivității materialelor anizotrope și izotrope cu suficientă precizie. Ea a fost folosită pentru studiul proprietăților unor piese de grafit nuclear [4].

Cu ajutorul acestei metode se poate face ușor și rapid identificarea materialului din care sînt confecționate unele piese metalice masive. Un dispozitiv de acest tip poate fi folosit pentru încercări nedistructive [5], [6], dar sensibilitatea determinărilor de acest gen este considerabil mărită, perfecționînd metoda ca în [4].

Metoda poate fi folosită și pentru determinarea conductibilității electrice a soluțiilor electrolitice. În acest caz este necesar ca alimentarea să se facă în curent alternativ. Deoarece contactele punctiforme sînt aici mai greu de realizat (din cauza meniscului și a necesității unui sistem de suspendare, reglabil), este mai avantajos ca să se recurgă la un complet de electrozi ca în figura 12.

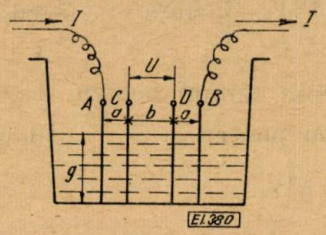


Fig. 12. Amplasarea electrozilor pentru determinarea conductibilității electrice a electroliților.

Dacă dimensiunile transversale ale vasului sînt mult mai mari decît $2a + b$, se poate considera că ele nu influențează asupra repartiției liniilor de curent și avînd în vedere proprietățile cîmpului plan, produs de electrozii A și B, se obține:

$$U = \frac{\rho I}{\pi g} \ln \frac{a+b}{a} \qquad (47)$$

sau, în cazul cînd $b = 2a$:

$$\rho = \frac{\pi g}{\ln 3} \frac{U}{I}. \qquad (48)$$

Rezultatele practice obținute prin utilizarea acestei metode la măsurarea rezistivității diferitelor materiale conductoare se încadrează în precizia anunțată (erori mai mici de 4%), iar metoda este simplă, rapidă și deosebit de utilă, în special pentru materialele anizotrope.

Ea mai poate fi utilizată industrial pentru controlul grosimii unor plăci confecționate dintr-un material cunoscut (relația (31) și figura 6), oferind pentru $\frac{g}{a} \leqslant 2{,}5$ o foarte bună sensibilitate și necesitînd un aparataj conex uzual.

Bibliografie

[1] *Valdes, L. B.* Resistivity Measurements on Germanium for Transistors. În: Proceedings of the IRE **42**, nr. 2, 1954, p. 420.
[2] Nuclear Graphite, editat de R. E. Nighttingale. New York, Londra, Academic Press, 1962.
[3] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol. **II**, curs litografiat. București, Editura energetică de stat, 1954.
[4] *Andreescu, N., Lăbușcă, E.* și *Vasiliu, S.* Sur la détectabilité des défauts macroscopiques des matériaux conducteurs par des essais électriques. In: Revue Roumaine de Physique **12**, nr. 5, 1967, p. 503.
[5] *Gonnagle, W. J. Mc.* Nondestructive Testing. New York, Mc Graw-Hill, 1961.
[6] *Hinsley, J. F.* Nondestructive Testing, Londra, Mac Donald, 1959.

Intrat în redacție la 6.V.1967

Cu privire la stabilirea sensului fizic al puterii reactive

Vasile N. Nedelcu * — București

CZ 621.3.016.25 : 538.551.4

Introducere

Unul dintre aspectele principale ale problemei puterii reactive, care n-a căpătat o rezolvare corespunzătoare pînă în prezent, se referă la natura fizică a acestei mărimi. De obicei, în literatura de specialitate această mărime se introduce prin definiție [1], [2], iar atunci cînd se încearcă a se dezvălui sensul său fizic, acest lucru nu reușește a fi convingător [3]. Deși energia reactivă constituie obiectul unor preocupări tehnice de cea mai stringentă importanță, fiind măsurată, transportată, compensată, reglată, tarifată etc., legătura dintre aceasta și puterea reactivă continuă să rămînă nedezvăluită la nivelul mărimilor instantanee.

Mai mult, adesea chiar noțiunea de energie reactivă se scrie în ghilimele.

Scopul lucrării de față este de a releva corespondența fizică a expresiei matematice, propuse în lucrările anterioare [4], [5], [6] pentru puterea reactivă instantanee. Pentru aceasta se consideră cel mai indicat a se analiza transferul de putere între un generator sincron și rețeaua la care acesta este cuplat.

Avînd în vedere aspectul principal al problemei, se va considera un generator sincron cu poli înecați.

Ecuația unică fazorială de tensiuni a generatorului

Se consideră un generator sincron trifazat cu poli înecați, idealizat în sens Park [7], avînd pe rotor numai înfășurarea de excitație (f).

* Dr. ing. *V. N. Nedelcu* este profesor la catedra de mașini electrice din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București.

În figura 1 este arătată schema generatorului sincron de referinţă.

Pentru a stabili ecuaţiile de tensiuni ale celor trei faze se va aplica teorema a II-a a lui Kirchhoff pe un contur închis, care se sprijină pe înfăşurarea unei faze şi pe linia de borne a fazei respective.

Astfel, dacă se folosesc indicii m, $n = a, b, c$, unde a, b, c reprezintă cele trei faze ale statorului şi dacă se adoptă regula de asociere a

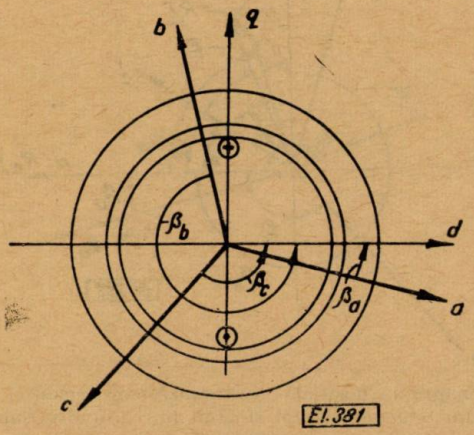


Fig. 1. Generatorul sincron de referinţă.

sensurilor pozitive, conform dipolului generator şi regimul supraexcitat de funcţionare, se poate scrie:

$$u_m = e_m - R_s\, i_m\,, \tag{1}$$

unde:

u_m, e_m, i_m sînt tensiunea electrică instantanee la borne, tensiunea electromotoare instantanee, curentul instantaneu asociat cu faza m;

R_s — rezistenţa electrică a unei faze.

T.e.m. e_m, în virtutea legii inducţiei electromagnetice, are expresia:

$$e_m = -D\psi_m\,;\quad \left(D = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\right), \tag{2}$$

unde:

ψ_m este fluxul magnetic înlănţuit cu spirele fazei m:

$$\psi_m = l_{mm}\, i_m + \sum_{n \neq m} m_{nm}\, i_n - l_{fm}\, I_f\,, \tag{3}$$

unde:

l_{mm} este inductivitatea proprie totală a fazei m;

$m_{am} = m_{mn}$ — inductivităţile mutuale dintre fazele m, n ale statorului;

$l_{fm} = l_{mf}$ — inductivităţile mutuale dintre înfăşurarea fazei m a statorului şi de excitaţie (f);

$$l_{mm} = L'_{s\sigma} + L'_{s0}\,;$$

$$m_{mn} = m_{nm} = -M'_{s\sigma} - M'_{s0} = -M'_{r\sigma} - \frac{1}{2} L'_{s0}\,; \tag{4}$$

$$l_{fm} = -M \cos \beta_m\,;$$

$$\beta_a = \omega t\,;\ \beta_b = \beta_a + 2\rho\,;\ \beta_c = \beta_a + \rho,$$

unde:

$$\rho = 2\,\pi/3 \text{ rad.el.}\,;$$

ω — viteza unghiulară electrică sincronă de rotaţie a rotorului;

$L'_{s\sigma}$, $M'_{s\sigma}$ — inductivităţile de scăpări proprie a unei faze şi mutuală dintre două faze ale statorului;

L'_{s0} — inductivitatea proprie mutuală a unei faze a statorului;

M — inductivitatea mutuală maximă dintre o fază a statorului şi circuitul de excitaţie;

M'_{s0} — inductivitatea mutuală dintre două faze ale statorului:

$$M'_{s0} = L'_{s0} \cos \rho\,;$$

$$L'_{s\sigma} = w_s^2\, G_{s\sigma}\,;\ M'_{s\sigma} = w_s^2\, G_{s\sigma m}\,; \tag{5}$$

$$L'_{s0} = w_s^2\, G_0\,;\ M = w_s\, w_f\, G_0\,,$$

unde:

$G_{s\sigma}$ este permeanţa circuitului magnetic de scăpări al unei faze a statorului;

$G_{s\sigma m}$ — permeanţa circuitului magnetic comun de scăpări dintre două faze ale statorului;

G_0 — permeanţa circuitului magnetic principal al maşinii.

Pentru a obţine ecuaţia unică fazorială de tensiuni, prin intermediul căreia pot fi controlate simultan procesele în cele trei faze, se introduc fazorii reprezentativi.

În acest scop, ecuaţiile (1) se amplifică cu operatorii de deplasare: 2/3. $\underline{\alpha}_m$:

$$\underline{\alpha}_a = \mathrm{e}^{j2\pi}\,;\ \underline{\alpha}_b = \mathrm{e}^{j\rho}\,;\ \underline{\alpha}_c = \mathrm{e}^{j2\rho},$$

iar după însumarea părţilor stîngă şi dreaptă şi considerarea ecuaţiilor (2) se obţine:

$$\underline{u} = \underline{e} - R_s\, \underline{i} = -D\, \underline{\psi} - R_s\, \underline{i}, \tag{7}$$

unde:

$\underline{u}$, $\underline{e}$, $\underline{i}$, $\underline{\psi}$ sînt fazori reprezentativi ai tensiunilor la borne, tensiunilor electromotoare, curenţilor şi fluxurilor magnetice, instantanee, asociate cu circuitele celor trei faze, raportaţi la sistemul de coordonate a, b, c, respectiv la sistemul rectangular α, β:

$$\begin{aligned}
\underline{u} &= 2/3 \cdot \Sigma\, \underline{\alpha}_m\, u_m = u\, |\underline{\alpha\,(t)}\,;\\
\underline{e} &= 2/3 \cdot \Sigma\, \underline{\alpha}_m\, e_m = e\, |\underline{\gamma\,(t)}\,;\\
\underline{i} &= 2/3 \cdot \Sigma\, \underline{\alpha}_m\, i_m = i\, |\underline{\lambda\,(t)}\,;\\
\underline{\psi} &= 2/3 \cdot \Sigma\, \underline{\alpha}_m\, \psi_m = \psi\, |\underline{\varepsilon\,(t)},
\end{aligned} \tag{8}$$

unde :

u, e, i, ψ sînt amplitudinile instantanee, iar $\alpha(t)$, $\gamma(t)$, $\lambda(t)$, $\varepsilon(t)$ — fazele instantanee față de axa $\alpha(a)$ a sistemului rectangular α, β.

Față de sistemul rectangular mobil de coordonate d, q, fazele fazorilor reprezentativi sînt $\alpha_0(t)$, $\gamma_0(t)$, $\lambda_0(t)$, $\varepsilon_0(t)$.

Efectuînd o transformare de rotație, ecuația (7) poate fi raportată la sistemul d, q, de coordonate :

$$\underline{u}' = \underline{e}' - R_s \underline{i}' = -(D + jD\beta_a)\underline{\Psi}' - R_s \underline{i}', \quad (7')$$

deoarece între fazele fazorilor reprezentativi față de vechiul și noul sistem de coordonate există relațiile :

$$\alpha(t) = \beta_a + \alpha_0(t); \quad \gamma(t) = \beta_a + \beta_0(t);$$
$$\lambda(t) = \beta_a + \lambda_0(t); \quad \varepsilon(t) = \beta_a + \varepsilon_0(t).$$

Expresia fazorului reprezentativ al fluxurilor rezultante în funcție de parametrii mașinii și curenți se obține luînd în considerație relația (6).

Astfel, față de sistemul α, β, după ce se efectuează operațiile matematice corespunzătoare :

$$\underline{\psi}_s = 2/3 \cdot \Sigma \underline{\alpha}_m \psi_m = L_s \underline{i}_s - MI_f e^{j\beta a}, \quad (6')$$

iar față de sistemul d, q :

$$\underline{\psi}'_s = L_s i_s - MI_f. \quad (6'')$$

Pentru regimul permanent electromecanic de funcționare, care va fi considerat ulterior, ecuația de tensiuni se obține particularizînd ecuațiile generale(7) sau (7').

Dacă se pornește de la ecuația (7), atunci trebuie introdusă condiția : $D = j\omega$; dacă se pornește de la ecuația (7'), atunci trebuie impuse condițiile : $B = 0$; $D\beta_a = \omega$, unde ω este viteza unghiulară sincronă de rotație exprimată în rad. el./s.

Procedînd astfel, se obține :

$$\hat{\underline{U}} = \hat{\underline{E}} - R_s \hat{\underline{I}} \quad (8)$$

sau, considerînd (6'') :

$$\hat{\underline{U}} = \hat{\underline{E}}_0 - jX_s \hat{\underline{I}} - \hat{R}_s \hat{\underline{I}}, \quad (8')$$

unde :

$\hat{\underline{E}}_0$ este fazorul reprezentativ al t.e.m. induse în înfășurările statorului la funcționarea în gol :

$$\hat{\underline{E}}_0 = -j\omega M I_f; \quad (9)$$

X_s — reactanța sincronă a mașinii : $X_s = \omega L_s$.

După cum rezultă din (9), fazorul reprezentativ E'_0 este orientat după axa geometrică transversală (q) numai în regim permanent electromecanic de funcționare.

În figura 2 este reprezentată grafic ecuația (8').

Deoarece toți fazorii reprezentativi se rotesc față de sistemul de coordonate α, β cu viteza de sincronism, față de sistemul d, q, aceștia vor fi în repaus.

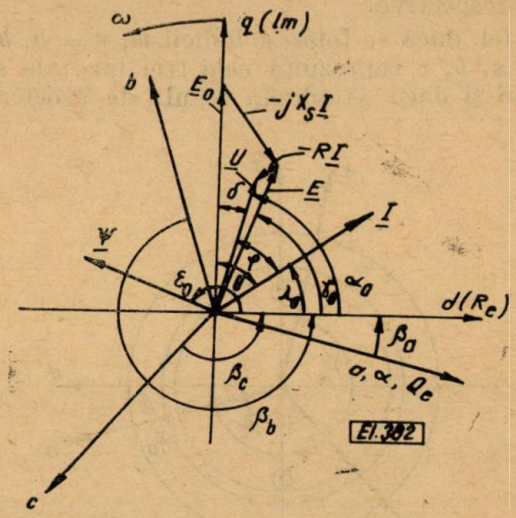


Fig. 2. Diagrama fazorială corespunzătoare ecuației unice de tensiuni a generatorului sincron în regim electromecanic permanent.

Valorile instantanee ale diferitelor mărimi de indice m se obțin ca proiecții ale fazorilor reprezentativi pe axa geometrică a fazei m.

Schimbul de putere efectuat prin bornele comune între generator și rețeaua la care este cuplat

Puterea electrică activă instantanee generată în faza m (p_{gm}) se definește :

$$p_{gm} = e_m i_m = -[D\psi_m] i_m. \quad (10)$$

Dacă se consideră (2), (6), precum și relațiile care rezultă din figura 2, se poate scrie :

$$e_m = -D\psi_m = \hat{E}\cos\gamma_m = L_s \hat{I} \sin\lambda_m (D\beta_m) - MI_f \sin\beta_m (D\beta_m); \; i_m = \hat{I}\cos\lambda_m, \quad (11)$$

unde :

$D\beta_m$ reprezintă viteza electrică unghiulară de rotație a rotorului, care pentru regimul considerat este constantă :

$$D\beta_m = \omega \; [\text{rad . el/s}];$$
$$\gamma_m = \beta_m + \gamma_0; \; \lambda_m = \beta_m + \lambda_0.$$

Pe de altă parte, dacă se consideră (1), se poate scrie :

$$e_m = u_m + R_s i_m, \quad (12)$$

unde tensiunea electrică instantanee u_m poate fi exprimată în funcție de modulul $\hat{U}$ și faza fazorului reprezentativ $\hat{\underline{U}}$ prin relația :

$$u_m = \hat{U}\cos\alpha_m, \quad (13)$$

unde:

$$\alpha_m = \beta_m + \alpha_0 .$$

Dacă se consideră relaţiile (11), (12), (13), relaţia (10) devine

$$p_{gm} = \hat{E}\,\hat{I}\cos\gamma_m \cos\lambda_m = X_s \hat{I}^2 \sin\lambda_m \cos\lambda_m - \\ - \hat{E}_0\,\hat{I}\sin\beta_m \cos\lambda_m = \hat{U}\,\hat{I}\cos\alpha_m \cos\lambda_m + \\ + R_s \hat{I}^2 \cos^2\lambda_m . \qquad (14)$$

După transformarea produselor trigonometrice, (14) devine:

$$p_{gm} = \frac{1}{2}\hat{E}\,\hat{I}\,[\cos\varphi + \cos(\gamma_m + \lambda_m)] = \\ = \frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 \sin 2\lambda_m - \frac{1}{2}\hat{E}_0\,\hat{I}\,[\sin(-\lambda_0) + \\ + \sin(\beta_m + \lambda_m)] = \frac{1}{2}\hat{U}\,\hat{I}\cos\varphi + \cos(\alpha_m + \\ + \lambda_m) + \frac{1}{2} R_s \hat{I}^2 [1 + \cos(2\lambda_m)], \qquad (14')$$

unde:

$$\varphi' = \gamma_0 - \lambda_0 ; \quad \varphi = \alpha_0 - \lambda_0 .$$

Dacă se reţine valoarea medie a funcţiei (14') se obţine:

$$P_{gm} = \{p_{gm}\} = \frac{1}{T}\int_0^T p_{gm}\,dt = \frac{1}{2}\hat{E}\,\hat{I}\cos\varphi' = \\ = \frac{1}{2}\hat{E}_0\,\hat{I}\sin\lambda_0 = \frac{1}{2}\hat{U}\,\hat{I}\cos\varphi + \frac{1}{2} R_s \hat{I}^2, \qquad (15)$$

unde:

$\hat{E}_0$ reprezintă valoarea maximă a t.e.m. de mers în gol indusă în stator de cîmpul inductor.

După cum rezultă din examinarea expresiei (9), φ_{mf} este o mărime radială, iar t.e.m. e_0 reprezintă componenta tangenţială a variaţiei fluxului φ_{mf}.

În această lumină puterea medie (P_{gm}) poate fi interpretată ca energie electrodinamică medie transmisă unei faze a statorului prin variaţia tangenţială a cîmpului inductor învîrtitor:

$$\frac{1}{2} M I_f \hat{I}\sin\beta_0 = \frac{1}{2}\hat{\Psi}_{mf}\,\hat{I}\sin\beta_0 ;$$

raportată la un interval de timp egal cu un radian sincron.

Relaţia (15) poate fi transformată dacă se consideră relaţia dintre unghiurile θ, λ_0:

$$\theta + \lambda_0 = \pi/2,$$

adică

$$P_{gm} = \frac{1}{2}\hat{E}_0\,\hat{I}\cos\theta . \qquad (15')$$

Dacă se consideră (15), expresia (14') se transformă:

$$p_{gm} = P_{gm} + p_{2gm} , \qquad (14'')$$

unde:

p_{2gm} este puterea activă instantanee oscilantă a fazei (m):

$$p_{2gm} = \frac{1}{2}\hat{E}\,\hat{I}\sin(\gamma_m + \lambda_m) = \\ = \frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 \sin(2\lambda_m) - \frac{1}{2}\hat{E}_0\,\hat{I}\sin(\beta_m + \lambda_m) = \\ = \frac{1}{2}\hat{U}\hat{I}\cos(\alpha_m + \lambda_m) + \frac{1}{2} R_s \hat{I}^2 \cos(2\lambda_m). \qquad (14''')$$

Dacă funcţia (10) se exprimă în forma:

$$p_{gm} = -[D\,\psi_m]\,i_m = -[w'_m(t)]_{i_m = \text{const.}} , \qquad (10')$$

unde:

$w_m(t)$ are expresia:

$$w_m(t) = \psi_m\, i_m , \qquad (17)$$

atunci este interesant de examinat o nouă funcţie, şi anume:

$$p'_{gm} = -\psi_m\,[D\,i_m] = -[w'_m(t)]_{\psi_m = \text{const.}} \qquad (18)$$

Considerînd (6), (11), relaţia (16) capătă forma:

$$p'_{gm} = -\frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 \sin 2\lambda_m - \frac{1}{2}\hat{E}_0\,\hat{I}\,[\sin\lambda_0 + \\ + \sin(\beta_m + \lambda_m)] \qquad (18')$$

sau, reţinînd valoarea medie:

$$P'_{gm} = \{p'_{gm}\} = -\frac{1}{2}\hat{E}_0\,\hat{I}\sin\lambda_0 . \qquad (19)$$

Avînd în vedere relaţiile (15), (19), se constată că valoarea medie a derivatei de timp a funcţiei $w_m(t)$, (17), este nulă:

$$\left\{\frac{d}{dt} w_m(t)\right\} = P_{gm} + P'_{gm} = 0, \qquad (20)$$

ceea ce înseamnă că funcţia respectivă este periodică. De altfel, acest rezultat putea fi anticipat.

Dacă se compară (10'), (18) cu (17) se observă fără dificultate, avînd în vedere că legea de variaţie a funcţiilor $\psi_m(t)$, $i_m(t)$ este sinusoidală, că funcţiile p_{gm}, p'_{gm} sînt în quadratură cu funcţia $w_m(t)$.

Este interesant de analizat care este valoarea medie a funcţiei $[-w_m(t)]$ şi ce semnificaţie fizică are această mărime.

Astfel, dacă se consideră (1), (2), (11), (13), pentru ψ_m se poate scrie relaţia:

$$\psi_m = -\int e_m\,dt = -\int (u_m + R_s\, i_m)\,dt,$$

adică:

$$\psi_m = -\frac{1}{\omega}\hat{E}\sin\gamma_m = -\frac{1}{\omega}\hat{U}\sin\alpha_m - \\ - \frac{1}{\omega} R_s \hat{I}\sin\lambda_m , \qquad (21)$$

de unde rezultă că ψ_m, la rîndul său, reprezintă variaţia t.e.m. e_m înmulţită cu intervalul de timp elementar, adică cu un rad. sin.

Dacă această variaţie se raportează la intervalul de timp elementar, se obţine:

$$\omega \psi_m = -\hat{E} \sin \gamma_m = -\hat{U} \sin \alpha_m - R_s \hat{I} \sin \lambda_m . \tag{21'}$$

În consecinţă, expresia valorii instantanee a funcţiei $[-w_m(t)]$, se obţine:

$$-w_m(t) = -L_s \hat{I}^2 \cos^2 \lambda_m + M I_f \hat{I} \cos \beta_m \cos \lambda_m =$$

$$= \frac{1}{\omega} \hat{E} \hat{I} \sin \gamma_m \cos \lambda_m = \frac{1}{\omega} \hat{U} \hat{I} \sin \alpha_m \cos \lambda_m +$$

$$+ \frac{1}{\omega} R_s \hat{I}^2 \sin \lambda_m \cos \lambda_m$$

sau, transformînd funcţiile trigonometrice:

$$-w_m(t) = -\frac{1}{2} L_s \hat{I}^2 [1 + \cos(2\lambda_m)] +$$

$$+ \frac{1}{2} M I_f \hat{I} [\cos \lambda_0 + \cos(\beta_m + \lambda_m)] =$$

$$= \frac{1}{\omega} \frac{1}{2} \hat{E} \hat{I} [\sin \varphi' + \sin(\gamma_m + \lambda_m)] =$$

$$= \frac{1}{\omega} \frac{1}{2} \hat{U} \hat{I} [\sin \varphi + \sin(\alpha_m + \lambda_m)] +$$

$$+ \frac{1}{\omega} \frac{1}{2} R_s \hat{I}^2 \sin 2\lambda_m . \tag{22}$$

După cum se observă, mărimea exprimată prin relaţia (22) reprezintă valoarea instantanee a energiei înmagazinată în fluxul magnetic rezultant al înfăşurării m. Dimensiunea sa, cum rezultă din partea dreaptă, este o putere înmulţită cu unitatea de timp egală cu un rad. sin.

Puterea instantanee corespunzătoare se obţine împărţind expresia (22) cu unitatea de timp rad. sin.

Această putere se va nota cu q şi, după cum se va vedea, reprezintă puterea reactivă instantanee:

$$q_{gm} = -\omega w_m(t) = -\omega \psi_m i_m . \tag{23}$$

Dacă se reţine valoarea medie a funcţiei (23), se obţine:

$$Q_{gm} = \{q_{gm}\} = \frac{1}{2} \hat{E}_0 \hat{I} \cos \lambda_0 - \frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 =$$

$$= \frac{1}{2} \hat{E} \hat{I} \sin \varphi' = \frac{1}{2} \hat{U} \hat{I} \sin \varphi . \tag{24}$$

Dacă se notează cu Q_{mf} puterea medie reactivă asociată de cîmpul magnetic inductor:

$$Q_{mf} = \frac{1}{2} \hat{E}_0 \hat{I} \cos \lambda_0 = \frac{1}{2} \hat{E}_0 \hat{I} \sin \theta , \tag{25}$$

atunci relaţia (24) devine:

$$Q_{mf} = \frac{1}{2} \hat{E} \hat{I} \sin \varphi' + \frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 =$$

$$= \frac{1}{2} \hat{U} \hat{I} \sin \varphi + \frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 . \tag{26}$$

Relaţia (26) exprimă principiul conservării puterii reactive; puterea reactivă generată de cîmpul învîrtitor inductor (Q_{mf}) după ce acoperă energia înmagazinată în cîmpul propriu al înfăşurării (m) $\left(\frac{1}{2} X_s \hat{I}^2\right)$ este transmisă prin borne reţelei.

Ca şi în cazul puterii active şi puterea reactivă este transferată de la rotor la stator tot prin intermediul cîmpului învîrtitor inductor.

Considerînd (26), relaţia (23) poate fi retranscrisă:

$$q_{mf} = Q_{mf} + q_{2mf} , \tag{23'}$$

unde:

q_{2mf} este puterea reactivă oscilantă instantanee generată de fluxul inductor:

$$q_{2mf} = \frac{1}{2} \hat{E}_0 \hat{I} \cos(\beta_m + \lambda_m) = \frac{1}{2} \hat{E} \hat{I} \sin(\gamma_m +$$

$$+ \lambda_m) + \frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 \cos 2\lambda_m = \frac{1}{2} \hat{U} \hat{I} \sin(\alpha_m + \lambda_m) +$$

$$+ \frac{1}{2} R_s \hat{I}^2 \sin 2\lambda_m + \frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 \cos 2\lambda_m . \tag{23''}$$

Deoarece mărimile p_{gm} şi q_{gm} sînt funcţii de timp în cvadratură, aceste două mărimi pot fi reunite într-o singură mărime complexă: puterea aparentă complexă instantanee, raportată la sistemul de coordonate α, β:

$$\underline{s}_m = p_{gm} + j q_{gm} = \underline{e}_m i_m = (\underline{e}_{0m} -$$

$$- j X_s \underline{i}_m) i_m = (\underline{u}_m + R_s \underline{i}_m) i_m , \tag{27}$$

unde:

$\underline{e}_m$, $\underline{e}_{0m}$, $\underline{i}_m$, $\underline{u}_m$ sînt fazorii Fresnel pozitivi ai t.e.m. rezultante, de mers în gol, curentului şi tensiunii electrice la bornele fazei m:

$$\underline{e}_m = \hat{E} \underline{|\gamma_m} ; \; \underline{e}_{0m} = \hat{E}_0 \underline{|\beta_m + \pi/2} ; \tag{28}$$

$$\underline{i}_m = \hat{I} \underline{|\lambda_m} ; \; \underline{u}_m = \hat{U} \underline{|\gamma_m} .$$

Dacă în (26) i_m se înlocuieşte cu expresia:

$$i_m = \frac{1}{2} (\underline{i}_m + \underline{i}_m^*),$$

unde:

$\underline{i}_m^*$ este fazorul complex conjugat fazorului $\underline{i}_m$ şi se consideră (28), se obţine:

$$\underline{s}_m = \frac{1}{2} \underline{e}_m \underline{i}_m^* + \frac{1}{2} \underline{e}_m \underline{i}_m = \underline{S}_m + \underline{s}_{2m} , \tag{28'}$$

unde:

$\underline{S}_m$ este puterea aparentă complexă (medie) generată de faza m, iar $\underline{s}_{2m}$ este puterea fluctuantă aparentă complexă:

$$\underline{S}_m = \frac{1}{2} e_m \underline{i}_m^* = \frac{1}{2} \hat{E}\hat{I} \underline{|\gamma_0 - \lambda_0} =$$

$$= \frac{1}{2} \hat{E}\hat{I} \underline{|\varphi'} = P_{gm} + Q_{gm}; \qquad (28'')$$

$$\underline{s}_{2m} = \frac{1}{2} \underline{e}_m \underline{i}_m = \frac{1}{2} \hat{E}\hat{I} \underline{|\gamma_m + \lambda_m} = p_{2gm} + jq_{2gm}. \qquad (28''')$$

Dacă se consideră şi celelalte forme ale relaţiei (27) se obţine:

$$\underline{s}_m = \frac{1}{2} \underline{e}_{0m} \underline{i}_m^* - j\frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 + \frac{1}{2} \underline{e}_{0m} \underline{i}_m - j\frac{1}{2} X_s^2 \underline{i}_m^2 =$$

$$= \frac{1}{2} \underline{e}_m \underline{i}_m^* + \frac{1}{2} \underline{e}_m \underline{i}_m = \frac{1}{2} \underline{u}_m \underline{i}_m^* + \frac{1}{2} R_s \hat{I}^2 +$$

$$+ \frac{1}{2} \underline{u}_m \underline{i}_m + \frac{1}{2} R_s \underline{i}_m^2 = \underline{S}_m + \underline{s}_{2m}, \qquad (29)$$

unde:

$$\underline{S}_m = \frac{1}{2} \underline{\hat{E}}_0 \underline{\hat{I}}_m^* - \frac{1}{2} j X_s \hat{I}^2 =$$

$$= \frac{1}{2} \underline{\hat{U}}_m \underline{\hat{I}}_m^* + \frac{1}{2} R_s \hat{I}^2 = P_{gm} + jQ_{gm}, \qquad (30)$$

unde:

$$P_{gm} = \frac{1}{2} \hat{E}_0 \hat{I} \cos\theta = \frac{1}{2} \hat{E}\hat{I} \cos\varphi' =$$

$$= \frac{1}{2} \hat{U}\hat{I} \cos\varphi + \frac{1}{2} R_s \hat{I}^2;$$

$$Q_{gm} = \frac{1}{2} \hat{E}_0 \hat{I} \sin\theta - \frac{1}{2} X_s \hat{I}^2 = \frac{1}{2} \hat{U}\hat{I} \sin\varphi; \qquad (31)$$

$$\underline{s}_{2m} = \frac{1}{2} \underline{e}_{0m} \underline{i}_m - j\frac{1}{2} X_s^2 \underline{i}_m^2 + \frac{1}{2} R_s \underline{i}_m^2 =$$

$$= \frac{1}{2} \underline{u}_m \underline{i}_m + \frac{1}{2} R_s \underline{i}_m^2. \qquad (32)$$

Din compararea formulelor (28 — 32) cu cele stabilite anterior rezultă identitatea deplină a acestora, precum şi utilitatea noţiunii de putere complexă aparentă instantanee, a cărei semnificaţie fizică rezultă, de asemenea, în mod evident.

Puterea complexă aparentă instantanee totală schimbată de maşină prin cele trei borne ($\underline{s}_g$) se defineşte ca suma:

$$\underline{s}_g = \Sigma \underline{s}_m = p_g + j q_g, \qquad (33)$$

unde:

p_g, q_g reprezintă puterile totale activă şi reactivă;

$$p_g = \Sigma p_{gm}; \quad q_g = \Sigma q_{gm}. \qquad (34)$$

Avînd în vedere relaţiile (27 — 32), pentru (33) se obţine:

$$\underline{s} = \underline{S}, \qquad (34)$$

unde:

$\underline{S}$ este puterea aparentă complexă totală (medie);

$$\underline{S} = 3 \underline{S}_m, \qquad (35)$$

deoarece puterea totală aparentă complexă instantanee fluctuantă $\underline{s}_2$ este nulă, pentru că cei trei fazori $\underline{s}_{2m}$ sînt defazaţi la $2\pi/3$ rad. el.:

$$\underline{s}_2 = \underline{s}_{2m} = 0. \qquad (36)$$

Astfel, în cazul maşinii trifazate, în regim electromagnetic simetric, spre deosebire de cea monofazată, puterea fluctuantă este nulă. Acesta este marele avantaj al sistemelor trifazate simetrice faţă de cele monofazate, concretizîndu-se în majorarea la dublu a puterii electromagnetice medii transmise pe un conductor al liniei trifazate, respectiv pe o fază a sistemului, trifazat, faţă de un conductor al liniei monofazate.

După cum se ştie acest avantaj se pierde parţial în cazul sistemelor trifazate nesimetrice, cînd apare puterea fluctuantă.

Concluzii

În lucrare se arată:

1. Puterea reactivă instantanee, a cărei expresie matematică a fost propusă de autor [5], reprezintă variaţia energiei magnetice cu semn negativ înmagazinată în fluxul magnetic al unei înfăşurări într-o unitate de timp egală cu un radian sincron (23).

2. Valoarea medie, a acestei puteri instantanee, reprezintă puterea reactivă unanim acceptată şi folosită.

3. Acest rezultat corespunde primei teoreme electrotehnice generale, formulată de H. Poincaré [8], care demonstrează condiţia existenţei defazajului curentului faţă de tensiune într-un circuit electric cu inductanţă.

4. Puterea reactivă instantanee într-o fază a unui generator sincron poate fi asociată cu variaţia radială a fluxului magnetic rezultant învîrtitor, care îmbrăţişează spirele înfăşurării respective în unitatea de timp egală cu un radian sincron.

5. Puterea activă instantanee generată într-o fază a unui generator sincron poate fi asociată cu variaţia tengenţială a fluxului magnetic rezultant învîrtitor, care îmbrăţişează spirele înfăşurării respective în unitatea de timp egală cu un radian sincron.

6. Deoarece puterile activă şi reactivă instantanee ca funcţii de timp sînt în cvadratură se poate vorbi de semnificaţia fizică a noţiunii de putere aparentă complexă instantanee, noţiune propusă de asemenea în [5].

7. Formulele propun pentru puterea reactivă atît în funcţie de tensiunea la borne a unui circuit, cît şi de fluxul magnetic înlănţuit cu spirele circuitului respectiv, rezolvă univoc aşa-numita problemă a semnului puterii respective.

8. Aceste formule permit calculul şi măsurarea puterii reactive în orice regim de funcţionare, permanent sau tranzitoriu, simetric sau nesimetric.

Bibliografie

[1] *Ionkin, P. A.* ş.a. Teoretitscheskie osnovî elektrotehniki, vol. I. Moscova, Izdatelstvo Vîsschaia Schcola, 1965, p. 311.

[2] *Cahen, F.* Electrotechnique I, II (III, IV). Paris, Gautier Villars Cie, 1964.

[3] *Polivanov, K. M.* Teoretitscheskie osnovî elektrotechniki, vol. I. Moscova-Leningrad, Izdatelstvo Energia, 1965, p. 127.

[4] *Nedelcu, V. N.* K voprosu o virajenij reactivnoj moščnosti trehfaznik sistem. Izvestija v.u.z. In: Energetika, nr. 9, 1962, p. 18–23.

[5] *Nedelcu, V. N.* Die einheitlische Leistungstheorie der unsymmetrischen und mehrwelligen Mehrphasensysteme. In: ETZ – A **84**, 1963, p. 153–157.

[6] *Nedelcu, V. N.* Neue Betrachtungen zur Frage der Blindleistung. In: ETZ–A **87**, nr. 10, 1967, p. 249–252.

[7] *Park, R. H.* Definition of an ideal Synchronous Machine and Formula for the Armature Flux Linkages. G.E.R. vol. **31**, 1928, p. 332.

[8] *Poincaré, H.* Sur quelques théorèmes généraux relatifs à l'électrotechnique. In: L'Éclairage Électrique, tom. L., nr. 9, 1907, p. 293–304.

Intrat în redacţie la 15.VII.1967

Calculatoarele analogice şi numerice în studiul şi construcţia de maşini electrice

Ioan Novac * – Timişoara

CZ 621.313.1 : 681.14

1. Introducere

Dezvoltarea continuă, rapidă şi sub multiple aspecte a diverselor ramuri ale industriei a ridicat nu numai problema mecanizării şi a automatizării proceselor de producţie, ci şi pe aceea a raţionalizării potenţialului de muncă intelectuală.

Rezultatul acestei tendinţe a fost progresul rapid al calculatoarelor electronice şi introducerea folosirii lor în tehnică; prin capacitatea lor de a rezolva ecuaţii diferenţiale sau de a efectua calcule numerice corecte şi precise într-un timp foarte scurt, calculatoarele electronice s-au dovedit de un real folos inginerului, devenind un preţios auxiliar în munca acestuia. Eliberîndu-l pe inginer de o seamă de calcule (care în numeroase cazuri nici nu necesită calificare), calculatoarele electronice determină astfel realizarea unui timp disponibil ce poate fi folosit pentru diversele studii de îmbunătăţire a produselor şi muncii de cercetare.

Utilizarea calculatoarelor electronice pentru rezolvarea unor probleme ridicate de construcţia şi funcţionarea maşinilor electrice îşi are începuturile de mai bine de un deceniu.

În anul 1956 apar lucrări privind posibilitatea folosirii calculatoarelor numerice în cadrul proiectării transformatoarelor [29], [37], [38], [39] şi a maşinilor de inducţie [59], respectiv a calculatoarelor analogice pentru studiul repartizării supratensiunilor pe înfăşurările transformatoarelor [1], [2] şi al stabilităţii maşinilor sincrone [7].

În anii următori, după cum dovedesc numeroasele lucrări apărute în literatură, contribuţia calculatoarelor electronice în rezolvarea problemelor din domeniul maşinilor electrice a crescut continuu, prin extinderea şi mărirea numărului de probleme rezolvate cu ajutorul lor.

În studiul fenomenelor tranzitorii şi al comportării în regim dinamic a maşinilor – care sînt definite prin ecuaţii diferenţiale mai mult sau mai puţin complicate – şi-au găsit aplicabilitate, în special, calculatoarele analogice, potrivite pentru rezolvarea unor astfel de ecuaţii şi gen de probleme. După cum este cunoscut, calculatoarele analogice furnizează rezultatele sub forma de curbe (şi nu ca date numerice); această proprietate a determinat folosirea lor şi pentru obţinerea unor rezultate privind diverse caracteristici funcţionale ale maşinilor electrice.

Calculatoarele numerice posedă calităţi deosebite: au proprietatea de a executa cu rapiditate calcule numerice laborioase; au calitatea de a memora un număr mare de date; pot lua decizii logice şi pot să aleagă dintre mai multe variante soluţia cea mai bună.

Aceste proprietăţi au determinat – în domeniul maşinilor electrice – folosirea acestui tip de calculator electronic, în special pentru calcule de verificare şi proiectare, care au în general un caracter iterativ şi pentru care deci calculatoarele numerice se dovedesc a fi foarte potrivite. În literatură sînt însă indicate şi cazuri de utilizare a unor calculatoare nume-

* Dr. ing. *I. Novac* este conferenţiar la Institutul politehnic din Timişoara.

rice pentru studiul de procese funcţionale; caracteristicile urmărite rezultă sub forma mai multor date numerice concrete, care determină curba căutată prin puncte singulare succesive.

2. Folosirea calculatoarelor electronice pentru studiul proceselor fizice din maşinile electrice

Din cauza diversităţii fenomenelor posibile în diversele tipuri de maşini electrice şi a diferitelor modalităţi posibile de exprimare ale ecuaţiilor primitive ale maşinii şi ale ecuaţiilor ce definesc fenomenul studiat, este destul de dificil de a indica o metodologie general aplicabilă în vederea utilizării calculatoarelor electronice la studiul proceselor fizice din maşinile electrice.

În majoritatea cazurilor, de o deosebită importanţă este modul în care sînt prinse fenomenele în limbaj matematic, în funcţie de acesta programul de calcul al calculatorului rezultînd mai simplu sau mai complicat, rezultatele obţinute mai precise sau (în cazul unor ipoteze simplificatoare iniţiale) mai aproximative, economicitatea folosirii calculatorului electronic mai mare sau mai redusă.

Pentru studiul anumitor categorii de fenomene, în timp, s-au statornicit anumite metodologii, care se pot considera cvasigenerale. Astfel, majoritatea autorilor care s-au ocupat de utilizarea calculatoarelor analogice sau numerice în studiul efectelor undelor de supratensiune asupra înfăşurărilor transformatoarelor [1], [2]. [3], [4], [5], [6], stabilesc ecuaţiile diferenţiale ce caracterizează repartizarea tensiunii de şoc, considerînd înfăşurarea descompusă într-un număr n de elemente, caracterizate prin anumiţi parametri (capacităţile faţă de pămînt, faţă de elementul vecin, inductivităţile proprii şi mutuale). Sistemului de ecuaţii obţinut i se pot aplica regulile calculului matricial, adaptîndu-l corespunzător pentru necesităţile calculatorului electronic, în vederea rezolvării problemei. Transformarea matematică definită se poate aplica nu numai înfăşurărilor omogene, ci şi celor neomogene, dacă simetria faţă de un plan transversal se păstrează. În acest fel, studiul fenomenului cu ajutorul calculatoarelor se poate extinde şi asupra influenţei eterogenităţii interioare a înfăşurării.

În domeniul maşinilor rotative, metodele matematice de punere şi rezolvare a problemei sînt mai diverse, în funcţie de tipul maşinii şi fenomenul urmărit. În literatură au apărut lucrări care se referă la următoarele categorii de procese şi fenomene, urmărite cu ajutorul calculatoarelor analogice : stabilitatea generatoarelor sincrone şi funcţionarea lor în paralel [7], [8], [9], [17], scurtcircuitul brusc [14], comportarea dinamică a motoarelor de inducţie [18], [19], [22], [23]; prin folosirea calculatoarelor numerice s-au studiat : resincronizarea maşinilor sincrone [12], [13], diverse caracteristici ale motoarelor de inducţie (dependenţa stării de magnetizare de turaţie [21], caracteristicile de pornire [20] şi altele). Fiecare dintre aceste lucrări prezintă modul în care s-a găsit a fi convenabil a se descrie analitic fenomenul analizat şi concluziile rezultate la folosirea unui anumit calculator.

Importanţa modului de exprimare matematică a proceselor care se urmăresc a fi studiate este scoasă în evidenţă de faptul că acestei probleme, fiecare lucrare îi dedică o parte consistentă, existînd chiar lucrări care sînt consacrate, practic, numai acestui aspect (de exemplu [9]).

3. Folosirea calculatoarelor numerice în proiectarea maşinilor electrice

3.1. Punerea problemei. După cum s-a amintit, în calculul maşinilor electrice şi-au găsit aplicabilitate calculatoarele numerice, potrivite caracterului iterativ al procedeelor de calcul ale maşinilor electrice.

Este evident însă faptul că programele de proiectare completă (denumite adesea programe automate) sînt voluminoase şi complicate, ele trebuind să reprezinte întregul mers al calculului şi toate posibilităţile inginerului proiectant (de exemplu, capacitatea de a alege dintre mai multe construcţii posibile pe aceea care constituie soluţia optimă).

Datorită acestei caracteristici de complexitate şi extindere, programele automate apar, desigur, costisitoare, ridicînd problema stabilirii situaţiilor în care folosirea lor devine, într-adevăr, rentabilă din punct de vedere tehnico-economic.

Economicitatea unui program automat depinde de mai mulţi factori, dintre care prezintă importanţă, în special : costul întocmirii programului respectiv, costul calculului executat în baza lui de calculatorul numeric, valoarea rezultatelor obţinute în comparaţie cu cele la care ajunge în mod normal inginerul proiectant după efectuarea calculului său.

Experienţa arată că proiectele întocmite de ingineri sînt corespunzătoare şi de puţine ori pot fi îmbunătăţite. În timpul proiectării însă intervin o seamă de calcule laborioase, care, în general, nu cer calificare, reprezentînd un adevărat balast pentru proiectant şi răpindu-i mult timp. Încredinţarea acestor calcule unui calculator numeric apare ca raţională, datorită vitezei de calcul pe care acesta o are şi programului simplu şi de mică extindere, care este necesar în acest caz.

Aceste calităţi ale calculatoarelor numerice au determinat ulterior folosirea lor pentru efectuarea de calcule privind părţi întregi ale maşinii, cînd acestea reprezintă probleme independente în raport cu celelalte.

Dar, dacă părţi întregi de calcul ale maşinii pot fi efectuate de un calculator numeric în condiţii economice bune, folosirea acestuia pentru elaborarea întregului proiect nu este oare, şi ea, economică?

Răspunsul la această întrebare este legat, în primul rînd, de numărul variabilelor iniţiale de proiectare dependente între ele, şi apoi, de limitele toleranţelor care se impun ca admisibile rezultatelor calculului. Cu cît numărul parametrilor variabili de proiectare este mai mare şi toleranţele admisibile au un domeniu mai restrîns, cu atît programul devine mai mare şi mai complicat, numărul iteraţiilor necesare creşte, timpul de efectuare a calculului se măreşte şi, de la un anumit moment, utilizarea calculatorului numeric în rezolvarea în întregime a proiectării devine nerentabilă.

Această situaţie intervine, în general, la toate maşinile electrice rotitoare. La un motor de inducţie, de pildă, numărul parametrilor de intrare dependenţi între ei ajunge la cel puţin 26, numărul de soluţii care urmează a fi cercetate rezultînd de 10^{18} [24]. S-au făcut încercări de a calcula unele dintre mărimile de proiectare cu relaţii simplificate, aproximative; rezultatele obţinute nu au fost dintre cele mai satisfăcătoare, programul de calcul rămînînd destul de încărcat, în timp ce exactitatea rezultatelor — uneori — suferă destul de mult.

În schimb, datorită parametrilor variabili de proiectare în număr mult mai redus, calculul transformatoarelor (mai ales de puteri mici şi mijlocii) cu ajutorul calculatoarelor numerice, pe baza unor programe automate, s-a dovedit a fi posibil în bune condiţii tehnice şi economice.

Aprecierile cantitative în legătură cu economicitatea folosirii calculatoarelor electronice în proiectarea maşinilor electrice se limitează, în general, la aspectul privind timpul necesar pentru calculul respectiv cu calculatorul folosit în acest scop de către autori. Astfel, în [55] se arată că întreg programul de proiectare a unui transformator cu calculatorul numeric SR — 2002 necesită 1′ — 5′, respectiv 5′ — 15′, după cum dimensiunile miezului sînt date sau urmează şi ele să fie determinate de calculator; în [66] se afirmă că timpul necesar pentru calculul unui motor asincron în colivie, pe baza unei succesiuni de subprograme, cu calculatorul tip IBM 1620, este cuprins între 40″ şi 80″ (în timp ce, în cazul unui calcul de optimizare prin variaţia a cinci parameri, dîndu-se fiecărui parametru numai trei valori diferite, durata calculului creşte la circa 4 h); în [46], timpul de calcul al unui transformator normal, cu calculatorul folosit de autor, se apreciază de 2,5′, specificîndu-se că această durată de timp se prelungeşte dacă se fac şi calcule de optimizare etc.

Deşi aceste date privesc un singur aspect al problemei, ele sînt grăitoare (cel puţin parţial) în privinţa economicităţii utilizării calculatoarelor electronice pentru astfel de calcule.

O dovadă incontestabilă a eficacităţii economice a întrebuinţării calculatoarelor electronice în acest domeniu o constituie însă datele din tabela 1, prezentată sub semnătura lui

Tabela 1

Tipul calculatorului	Timp calcul	Raport timp	Cost dolar/h	Cost calcul	Raport cost
Manual	100 h	1	5	500	100
C.P.C.	2 h	1/50	30	60	12
I.B.M. 650 fără benzi	23 min	1/260	60	23	4,6
I.B.M. 650 cu benzi	13 min	1/460	90	20	4
I.B.M. 705	90 s	1/4000	300	8	1,6

S. B. Williams şi P. A. Abetti în cadrul unor discuţii pe marginea acestei probleme (în Transactions AIEE, part. III, vol. **78**, 1959, p. 975).

Ansamblul tuturor acestor concluzii determină situaţia de fapt în etapa actuală, după cum urmează:

— în domeniul maşinilor electrice rotitoare, împărţirea muncii de proiectare între inginer şi calculatorul numeric;

— în domeniul transformatoarelor, proiectarea maşinii în întregime de către calculatorul numeric, pe bază de programe automate.

Împărţirea muncii ridicate de calculul maşinilor rotitoare se poate rezolva în mai multe feluri. O primă soluţie constă [24], [55] în elaborarea în întregime a proiectului de către inginer, care însă nu se preocupă de diversele aspecte de amănunt şi de o optimizare a soluţiei; calculatorul controlează apoi calculul, indicînd corecturile care trebuie făcute. Procesul se repetă de două — trei ori pînă se ajunge la rezultatele dorite. În acest caz, cel care ia deciziile privind adoptarea unei soluţii este proiectantul, calculatorul făcînd doar calculele numerice şi indicînd eventualele îmbunătăţiri care pot fi aduse proiectului.

Un pas înainte îl reprezintă încredinţarea întregului calcul al unei părţi a maşinii calculatorului care, prin programul stabilit, determină soluţia optimă privind partea respectivă. Pentru aceasta însă părţile respective trebuie să constituie, practic, probleme independente în ansamblul proiectului [55].

În sfîrşit, a fost pusă în circulaţie ideea divizării calculului maşinii în mai multe subprograme automate, care are avantajul unor programe relativ simple şi, în consecinţă, a posibilităţii folosirii unor calculatoare mai mici. Dezavantajul metodei constă în aceea că asemenea programe nu pot fi folosite pentru lucru continuu [66].

În domeniul transformatoarelor, întocmirea de programe care să aibă capacitatea de a rezolva problema proiectării de transformatoare cu o gamă largă de puteri și tensiuni este absolut posibilă. Un astfel de program rezultă însă destul de vast și costisitor și pentru compensarea cheltuielilor de întocmire a programului este necesar ca numărul de transformatoare ce urmează a se calcula, diversitatea puterilor, tensiunilor etc. ale lor să fie mare.

De cele mai multe ori este preferabil să se elaboreze mai multe programe, fiecare fiind limitat la o gamă mai restrînsă de puteri și tensiuni [46].

3.2. *Considerații privind întocmirea programelor de proiectare.* Munca pe care o face un calculator numeric pentru proiectarea unei mașini electrice, în fiecare caz de rezolvat în parte, poate fi sintetizată prin următoarele:

a) în prima etapă, calculatorul primește din exterior datele numerice relative la cazul de examinat;

b) cunoscîndu-le pe acestea, le prelucrează după un program bine determinat, stabilit în prealabil de om și memorat de calculator;

c) în ultima etapă, calculatorul transmite în exterior rezultatele obținute.

Pentru obținerea unor date corecte și complete, programul trebuie să fie alcătuit cu grijă. Operația de programare poate fi considerată ca cea mai importantă; se poate afirma chiar că utilitatea introducerii calculatoarelor electronice în proiectarea mașinilor electrice este legată, în primul rînd, de rezolvarea corectă a acestei probleme.

Alcătuirea programelor de proiectare, în condițiile existenței unui calculator determinat, este influențată de capacitatea de înmagazinare a acestuia. Dacă această capacitate este mai mare, programele pot fi întocmite cu un grad mai înalt de generalizare (în cazul transformatoarelor se elaborează în astfel de cazuri programe „automate universale", pentru domenii largi ale puterii și tensiunii); cînd capacitatea de înmagazinare a calculatorului este mai mică, programul trebuie făcut mai simplu, limitîndu-se domeniile de variație a parametrilor de intrare.

Programul de proiectare trebuie astfel întocmit încît să reacționeze în cazul cînd unele date impuse nu se verifică. Proprietatea calculatoarelor numerice de a răspunde acestei cerințe (de a lua decizii logice) se bazează pe capacitatea lui de a reacționa dacă, de exemplu, un număr A este mai mare, mai mic sau egal cu un alt număr B, respectiv o constantă K sau dacă numărul A rezultă pozitiv sau negativ. De această proprietate a calculatoarelor numerice trebuie, de asemenea, să se țină seamă la întocmirea programului.

O deficiență nu lipsită de importanță a calculatoarelor numerice constă în aceea că ele nu pot prelucra direct curbe și diagrame, care sînt, de obicei, auxiliare indispensabile proiectării.

Pentru a le putea utiliza se folosește fie reprezentarea curbelor respective sub o formă matematică potrivită posibilităților de lucru ale calculatorului (o funcție sau o dezvoltare în serie), fie prezentarea curbei în discuție prin puncte numerice și folosirea unor metode de interpolare pentru calculul valorii funcției ei. Fixarea asupra uneia dintre aceste metode se face prin stabilirea lungimii programelor în cele două cazuri, a vitezelor de calcul respective și a exactității calculului corespunzător fiecărui caz în parte.

În legătură cu acest aspect este necesar să fie subliniat faptul că gradul de exactitate al unor asemenea echivalări ale diagramelor trebuie bine cîntărit, pentru a nu încărca inutil programul. În acest sens este suficient să ne gîndim la caracteristica de magnetizare a tolelor, pentru care în literatură au fost propuse diverse forme matematice; este cunoscut însă că pentru aceeași calitate de tole intervin dispersii ale valorii inducției, pentru același interval al intensității de cîmp, destul de mari. În asemenea condiții, supraîncărcarea programului prin folosirea unor formulări matematice deosebit de exigente pentru curba de magnetizare nu are sens. Desigur, concluzia nu poate fi generalizată, acest aspect urmînd a fi judecat de la caz la caz.

Existența unor probleme, care se tratează la fel în cazul tuturor mașinilor electrice, a introdus în tehnica folosirii calculatoarelor numerice pentru proiectarea acestora a principiului elaborării — în cadrul programului general — al unor subprograme; acest procedeu are avantajul că, în acest fel, problemele respective sînt rezolvate o dată pentru totdeauna și subprogramele respective pot fi utilizate la întocmirea de noi programe, referitoare la alte tipuri de mașini sau la alte game de valori ale parametrilor de proiectare. Asemenea subprograme independente se alcătuiesc, de pildă, în legătură cu caracteristica de magnetizare, calculul intensității de cîmp în dinți, calculul dispersiei, a impedanței barelor rotorice etc.

În condițiile în care numărul de mașini ce urmează a se proiecta, diversitatea lor constructivă și limitele de variații ale valorilor parametrilor de proiectare sînt mari, există tendința de întocmire a unor programe cît mai generale (compatibile pentru diferite statoare, înfășurări, crestături — în cazul mașinilor rotitoare — capabile să prelucreze date referitoare la diverse tipuri de înfășurări, prize de reglare etc., în cazul transformatoarelor). Experiența arată că în situațiile amintite, alcătuirea unor astfel de programe reprezintă soluția mai economică.

La programele de verificare sau de stabilire a proprietăților unei mașini date, aproximări

și neglijări, menite să simplifice programul, nu au sens a fi făcute [27]; pe de o parte, la viteza mare de calcul al calculatorului, timpul necesar prelucrării datelor este, practic, același și dacă se execută un calcul exact și dacă acesta este simplificat parțial; pe de altă parte, la asemenea programe simple timpul de pregătire și cel de manipulare este de același ordin de mărime ca și timpul de calcul și deci economia realizată este neesențială.

O importanță deosebită o au alegerea și fixarea datelor inițiale. Principial, este de dorit ca numărul lor să fie mic, în vederea reducerii programului și a timpului de lucru; în același timp, pentru a obține rezultate bune, ele trebuie să fie cît mai complete. În general, este necesar să se fixeze ca date inițiale toate datele de proiectare, iar în cazul programelor de recalculare și toate mărimile constructive. Pentru programele de calcul ale caracteristicilor unui motor de inducție, de exemplu, se prevede [25] ca fiind absolut necesar ca datele inițiale să se refere la tipul de mașină, mărimile nominale, toate datele dimensionale, precum și la fiecare categorie de pierderi, sistemul de răcire, viteza fluidului de răcire etc.

Desigur că fixarea datelor inițiale depinde de tematica de proiectare, care trebuie bine formulată de la început. De exemplu, în cazul proiectelor de transformatoare pentru lucrări curente de oferte, comenzi, dimensionarea este legată de șirul de tipuri constructive existente, de structuri determinate ale miezului; în alte cazuri, însăși această structură, corelată de obținerea înfășurărilor optime, este o problemă de studiat. În funcție de situația care se urmărește a se rezolva vor rezulta două programe diferite; se remarcă faptul că și în acest caz particular este avantajos un program general, calculatorului impunîndu-i-se modul în care să execute calculul prin intermediul datelor inițiale [55].

După fixarea datelor inițiale urmează elaborarea formelor de calcul, transpunerea sub formă matematică a diagramelor și, pe baza acestora, întocmirea primei forme a așa-numitei diagrame-bloc. Aceste operații nu sînt simple și pînă de curînd erau făcute în strictă colaborare de către inginerul proiectant și programator. În prezent există tendința eliminării acestui al doilea element, prin specializarea inginerului proiectant și în munca de programare.

Transpunînd diagrama-bloc în limbajul calculatorului prin așa-numita codificare, se trece la verificarea programului, care se face pe cazuri simple sau pe proiecte existente. În urma rezultatelor obținute se poate trece, în final, la definitivarea programului.

3.3. Exemplu de program automat pentru proiectarea transformatoarelor. După cum se știe, există un număr relativ mare de soluții care corespund datelor de proiectare ale unui transformator, care poate fi realizat cu diverse secțiuni ale miezului, diferite înălțimi ale coloanelor, diverse construcții și așezări ale înfășurărilor etc. Dintre aceste soluții însă una singură reprezintă soluția optimă din punct de vedere tehnico-economic.

În general, experiența de proiectare a dus la concluzii privind geometria dimensiunilor pentru diferitele puteri și tensiuni ale transformatoarelor. Există însă cazuri cînd studiul dimensiunilor optime își păstrează interesul.

În funcție de generalitatea dorită pentru programul de proiectare ce se întocmește (privind tipurile constructive, numărul de înfășurări, gama de puteri și tensiuni — deci cu diverse posibilități constructive etc.), în literatură [44], [46], [47], [48], [55] etc. au fost propuse diverse diagrame-bloc pentru proiectarea automată a transformatoarelor.

În figura 1 este prezentat un exemplu de o asemenea diagramă-bloc, corespunzătoare situației mai ample cînd sînt date secțiunile miezului și diametrul cercului circumscris coloanei. S-a considerat cazul care intervine uneori

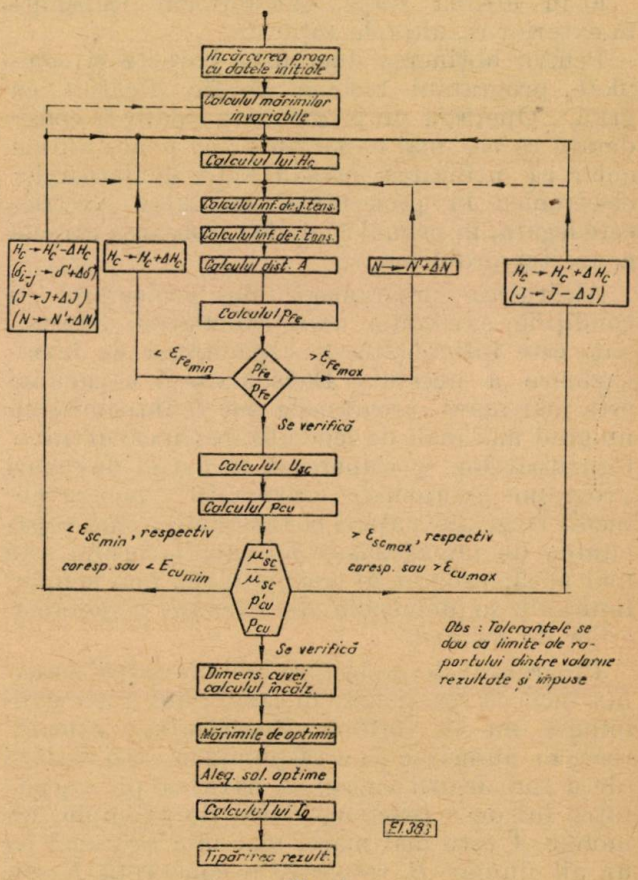


Fig. 1

în practică, și anume că, din motive legate de valoarea curentului de mers în gol sau de zgomotul produs de transformator, se impune o inducție maximă admisibilă în coloană.

Datele inițiale necesare în aceste condiții, care trebuie reținute în memoria calculatorului, sînt datele specifice (putere, tensiuni, pierderi, tensiune de scurtcircuit, conexiunile înfășurărilor — exprimate în „cifre de conexiuni" [55] etc.), valorile fixate pentru dimensiunile amintite, toleranțele admise pentru pierderi și tensiunea de scurtcircuit, precum și tabelele de nominalizare și tabelele și funcțiile reprezentînd diverse date deduse din experiența constructorilor.

Cu acestea se poate trece la dimensionarea transformatorului. Se calculează pentru început înălțimea coloanei H_c și „mărimile invariabile" (cele impuse de valorile datelor nominale: distanțele minime între înfășurări, între înfășurări și jug etc.). Pe baza inducției maxime admisibile în coloană se determină apoi numărul minim de spire al înfășurării de j.t. N_{2min}. Dacă tipul cel mai convenabil de înfășurări (în elice, în galeți) nu este cunoscut, calculatorul face calculul înfășurării pentru ambele soluții, reținînd-o ulterior pe aceea care rezultă ca fiind mai favorabilă.

În mod similar se procedează și pentru înfășurarea de î.t., pentru care, de asemenea, există două posibilități constructive: înfășurarea în disc sau în galeți. Desigur, programul include calculul părții de intrare și al bobinelor de reglare — dacă acestea sînt prevăzute prin datele de intrare.

În general, calculul înfășurărilor avînd un caracter comun pentru transformatoarele de forță de puteri obișnuite și implicînd compararea mai multor variante (intervin, de exemplu, și posibilități de execuție din sîrme în paralel etc.), această parte a programului de proiectare formează un subprogram independent (de exemplu [55]).

Se calculează apoi distanța A între axele coloanelor vecine. În acest punct se poate prevedea posibilitatea unei corecturi a valorilor înălțimii și lățimii ferestrei pentru cazul cînd H_c/B_f nu s-ar cuprinde între limitele deduse din experiența constructorilor; deseori, această corectură nu este însă prevăzută (motiv pentru care nu este reprezentată în figură), urmînd ca eventuala modificare a dimensiunilor miezului să fie efectuată după verificarea reactanței de scurtcircuit și a pierderilor.

După calculul pierderilor în fier se verifică dacă raportul dintre valoarea rezultată p'_{Fe} și cea impusă p_{Fe} se găsește între limitele admisibile. Dacă pierderile rezultate sînt prea mari, se reduce inducția B_c prin mărirea numerelor de spire; dacă ele sînt prea mici, se mărește înălțimea coloanei.

Efectuîndu-se și calculul tensiunii de scurtcircuit și cel al pierderilor în înfășurări, rezultatele se compară cu cele prescrise; dacă verificarea duce la rezultate nesatisfăcătoare, se procedează la modificarea înălțimii coloanei, a canalelor de dispersie și în caz extrem și a înfășurărilor (numere de spire, secțiuni).

În general, raportul K al pierderilor din înfășurarea de î.t. și din cea de j.t. este supraunitar ($K \cong 1{,}1 \div 1{,}2$). Se poate însă întîmpla ca pentru un $K \leqslant 1$ dimensiunile miezului și ale ferestrei să rezulte mai favorabile, în sensul că umplerea spațiului din fereastră de către înfășurări să fie mai bună. Din acest motiv, [55] propune memorarea de către calculator a diverselor variante privind așezarea înfășurărilor și dimensiunile ferestrei care verifică mărimile impuse: pierderi, tensiune de scurtcircuit etc.

După dimensionarea cuvei și calculul încălzirii se determină mărimile de „optimizare" (prețul de cost, greutatea de fier și a materialului conductor, prețul de cost specific pe unitatea de greutate, respectiv de putere etc.) pentru diversele soluții memorate de calculator (în funcție de tipurile de înfășurare, de așezarea lor și dimensiunile ferestrei etc.). Dintre acestea, calculatorul alege soluția optimă, după care procedează la tipărirea rezultatului obținut.

Este evident că pentru a putea lucra în acest fel, programa prevede reținerea în memoria calculatorului a variantelor care satisfac valorile pierderilor, tensiunii de scurtcircuit etc. impuse prin datele de intrare.

Calculul de „optimizare" poate fi făcut sub diferite forme, cel prezentat fiind una dintre acestea. În literatură sînt propuse și alte procedee. Astfel, [48] propune fixarea a trei valori determinate pentru variabilele de proiectare — densitățile de curent în î.t. și j.t., inducția în coloană și diametrul coloanei (care deci nu mai este fix), pentru fiecare combinație a acestor parametri reținîndu-se soluția cea mai bună, alegerea celei optime făcîndu-se dintre acestea. Un astfel de program poate însă duce la situația ca numărul soluțiilor și al calculelor necesare să fie prea mare, chiar și pentru un calculator numeric. Pentru evitarea acestui neajuns și pentru a se ține seamă și de prețul corespunzător pierderilor în timpul funcționării, în [46] se propune urmărirea calculului de optimizare pe baza unei expresii care ține seamă atît de prețul de cost, cît și de cel al acoperirii pierderilor.

4. Concluzii

Avantajele folosirii calculatoarelor electronice pentru rezolvarea diverselor probleme ridicate de calculul mașinilor electrice și de studiul unor procese mai complicate reprezintă o realitate. În domeniul proiectării mașinilor electrice, calculatoarelor numerice li se poate încredința calculul complet al unor părți ale mașinii sau — în cazul particular al transformatoarelor — întreaga proiectare, cu siguranța obținerii soluției optime.

Din aceste motive, studiul folosirii calculatoarelor electronice în acest domeniu, a posi-

bilităților de îmbunătățire a condițiilor tehnico-economice de lucru ale lor și a aplicabilității lor în intreprinderile constructoare de mașini electrice din țara noastră reprezintă o problemă de un real interes.

Bibliografie

[1] *Waldvogel, P.* și *Rouxel, M.* Predeterminarea prin calcul a eforturilor din înfășurările supuse tensiunilor de șoc. În : Brown Boveri Mitt., vol. **43**, nr. 6, 1956, p. 206.

[2] *Mc Whirter, J. H., Fahrnkopf, C. D.* și *Stelle, J. H.* Determinarea cu ajutorul calculatoarelor a repartizării tensiunii de impuls pe înfășurarea transformatorului. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **75**, 1956, p. 1 267.

[3] *Dent, B. M., Hartill, E. R.* și *Milles, J. G.* Metodă de analiză cu ajutorul calculatoarelor digitale a distribuției tensiunii de impuls la transformatoare. În : Proc. IEE, part. A, vol. **105**, 1958, p. 445.

[4] *Käsermann, P.* și *Wellauer, M.* Transformatoare de interconexiune în rețeaua de înaltă tensiune elvețiană. În : Bull. Oerlikon, nr. 328—329, 1958, p. 101.

[5] *Krondl, M.* și *Schleich, A.* Predeterminarea proceselor de compensare în transformatoare la tensiuni de șoc. În : Bull. Oerlikon, nr. 342—343, 1960, p. 114.

[6] *Bangalore Narayamamurti Iayaram.* Studiul repartizării tensiunii de șoc în transformatoare cu ajutorul calculatoarelor digitale. În : ETZ—A, vol. **82**, nr. 1, 1961, p. 1.

[7] *Alred, A. S.* și *Doyle, P. A.* Studiul stabilității dinamice a mașinilor sincrone cu calculatorul electronic analogic. În : Proc. IEE, part. A, vol. **104**, 1956, p. 152.

[8] *Koslovski, G. F.* și *Michnevici, G. W.* Analiza stabilității statice a mașinilor sincrone cu ajutorul unui calculator electronic. În : Vestnik Elektropromîș., vol. **30**, nr. 1, 1959, p. 33.

[9] *Kagan, B. M.* și *Urman, J. L.* Alegerea ecuației diferențiale pentru studiul stabilității mașinii sincrone cu ajutorul calculatoarelor. În : Elektricestvo, vol. **79**, nr. 4, 1960, p. 37.

[10] *Frey, W.* și *Althammer, P.* Folosirea unui calculator numeric pentru studiul stabilității dinamice a mașinii sincrone. În : Brown Boveri Mitt., vol. **48**, nr. 5—6, 1961, p. 356.

[11] *Dharma Rao N.* și *Ramașindra Rao.* Soluționarea problemelor de stabilitate dinamică prin metode numerice. În : Proc. IEE, part. A, vol. **111**, 1964, p. 775.

[12] *Sudan, E. N.* Studiul resincronizării turbogeneratoarelor cu ajutorul calculatoarelor digitale. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **79**, 1960, p. 1 120.

[13] *Tesacenko, W. F.* Folosirea calculatoarelor digitale pentru studiul resincronizării generatoarelor din sistemele electrice. În : Elektricestvo, vol. **81**, nr. 3, 1962, p. 15.

[14] *Hosemann, G.* și *Coroller, P.* Rezultate noi în încercările în scurtcircuit a generatoarelor, cu ajutorul unui calculator analogic. În : V.D.E. Fachberichte, vol. **20**, 1958, p. 163.

[15] *Hannakam, L.* și *Lehmann, S.* Calculul curenților și cuplului la deranjamente ale turbogeneratoarelor cu ajutorul calculatorului IBM 650. În : ETZ—A, vol. **82**, nr. 15, 1961, p. 461.

[16] *Ruelle, G.* Folosirea calculatoarelor electronice la studiul și calculul hidrogeneratoarelor. În : Bull. de la Soc. Fr. des Élect. **82**, nr. 20, p. 427.

[17] *Sokolov, N. I., Guerivici, U. E.* și *Kovsinskaia, Z. G.* Studiul funcționării în paralel a marilor turbogeneratoare cu ajutorul unui calculator analogic. În : Elektricestvo, vol. **82**, nr. 10, 1963, p. 5.

[18] *Kovacs, P.* Rezolvarea cu ajutorul calculatoarelor analogice a problemelor tehnice ale mașinilor asincrone și sincrone. În : Regelungstechnik, vol. **9**, nr. 9, 1961, p. 368.

[19] *Kovacs, P.* Studiul proceselor tranzitorii ale mașinii asincrone cu ajutorul calculatoarelor analogice. În : Elektrotechnika, vol. **55**, nr. 1, 1962, p. 1.

[20] *Hannakam, L.* Program numeric universal pentru studiul proceselor la cuplarea mașinii asincrone. În : ETZ—A, vol. **82**, nr. 16, 1961, p. 493.

[21] *Chalmers, B. J.* Metodă numerică pentru determinarea variației magnetizării motorului de inducție cu turație. În : Beame Journal, vol. **67**, febr 1960, p. 29.

[22] *Hancock, N. N.* Calculator analogic pentru determinarea performanțelor motoarelor de inducție. În : Electrical Times, vol. **141**, nr. 24, 1962, p. 935.

[23] *Zeissig, J.* Câteva remarci privind reprezentarea dinamică a mașinii asincrone prin calculatoare. În : Wissenschaftliche Zeits der Hochschule von Ilmenau, vol. **9**, nr. 4, 1963, p. 523.

[24] *Sequenz, O. H.* Calculatoare analogice și digitale pentru mașini electrice. În : E.u.M., vol. **79**, 1962, p. 422.

[25] *Vones, K.* Calculatoare electronice numerice pentru calculul cu comandă programată a problemelor tehnice. În : E.u.M., vol. **80**, nr. 19—20, 1963, p. 427.

[26] *Schultz, W.* Calculatoarele în construcția de mașini electrice. În : Elektrie, oct 1963, p. 318.

[27] *Bahm, E.* Proiectarea mașinilor electrice cu calculatoare numerice. În : E.u.M., vol. **80**, nr. 19—20, 1963, p. 441.

[28] *Formica, G.* Unele aplicații ale unui calculator electronic la proiectarea marilor mașini electrice. În : L'Elettrotecnica, vol. **LI**, nr. 9, 1964, p. 649.

[29] *Rabins, L.* Calculul reactanței transformatoarelor cu calculatoare digitale. În : Trans. AIEE, part. I, vol. **75**, 1956, p. 261.

[30] *Kesavan, H. K.* și *Koenig, H. E.* O nouă metodă pentru calculul comutației. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **79**, 1960, p. 1054.

[31] *Tarkanyi, M., Ward, H.* și *Tustin, A.* Calculatoarele electronice aplicate la analiza comutației. În : Proc. IEE, part. C, vol. **109**, 1962, p. 488.

[32] *Cristoffel, M.* și *Kuster, A.* Metodă pentru calculul eforturilor de scurtcircuit în înfășurările transformatoarelor cu ajutorul calculatoarelor digitale. În : Brown Boveri Mitt., vol. **47**, nr. 5—6, 1961, p. 321.

[33] *Witt, D.* Calculul forțelor de scurtcircuit în înfășurările transformatorului cu calculatoare numerice cu comandă programată. În : Elektrie, dec 1963, p. 397.

[34] *Althammer, P.* Calculul cîmpului magnetic în capetele de bobină ale alternatoarelor. În : Brown Boveri Mitt., vol. **51**, nr. 5, 1964, p. 281.

[35] *Sexton, R. M.* și *Balik, S. A.* Proiectarea înfășurărilor marilor motoare cu calculatoare digitale de mare viteză. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **77**, 1958, p. 1 257.

[36] *Veinott, C. G.* Sinteză asupra calculului motoarelor de inducție cu calculatoare digitale. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **79**, 1960, p. 12.

[37] *Moore, C. L., Duboc, W. T.* și *Zaphyr, P. A.* Aplicarea calculatoarelor digitale la calculul transformatoarelor de forță. În : Trans. AIEE, part. I, vol. **75**, 1956, p. 134.

[38] *Wiliams, S. B., Abetti, P. A.* și *Magnusson, E. P.* Aplicații ale calculatoarelor digitale la calculul transformatoarelor. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **75**, 1956, p. 728.

[39] *Oldfield, J. V., Mc Donald, D.* și *Humphrey, D.* Calculul transformatoarelor cu calculatoare digitale. În : Proc. IEE, part, B, vol. **103**, supl. nr. 1, 1956, p. 587.

[40] *Sharpley, W. A.* și *Oldfield, J. V.* Calculatoarele digitale aplicate la calculul transformatoarelor de mare putere. În : Proc. IEE, part. A, vol. **105**, 1958, p. 112.

[41] *Mc Kinnon, L.* Calculul transformatoarelor de forță și estimarea prețului cu calculatorul digital IBM 650. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **77**, 1958, p. 1 262.

[42] *Wiliams, S. B., Abetti, P. A.* și *Mason, H. J.* Proiectarea completă a transformatoarelor de putere cu calculatoare digitale. În : Power Apparatus and Systems, febr 1959, p. 1 282.

[43] *Dietrich, W.* Calculul transformatoarelor cu calculatoare digitale. În : ETZ—A, vol. **81**, nr. 3, 1960, p. 114.

[44] *Dietrich, W.* şi *Klotz, M.* Calculul transformatoarelor pe calculatoare digitale. În : Siemens-Zeitschrifft, vol. **34**, nr. 6, 1960, p. 372.

[45] *Durrande, D.* Metode generale de calcul mecanografic al transformatoarelor de putere. În : Bull. de la Soc. Fr. des Élect. **82**, nr. 22, 1961, p. 587.

[46] *Inkinen, L.* Calculul optim al transformatoarelor cu calculatoare digitale. În : E.u.M., vol. **80**, nr. 19—20, 1963, p. 464.

[47] *Weber, W.* Folosirea calculatoarelor numerice pentru soluţionarea problemelor de calcul în domeniul construcţiei de transformatoare. În : E.u.M., vol. **80**, nr. 19—20, 1963, p. 458.

[48] *Perez de Vera.* Optimizarea proiectării transformatoarelor cu ajutorul calculatoarelor electronice. În : L'Elettrotecnica, vol. **LII**, nr. 1, 1965, p. 44.

[49] *Lehmann, S.* Folosirea calculatoarelor electronice digitale pentru calculul maşinilor electrice. În : VDE Fachberichte, vol. **20**, 1958, p. 154.

[50] *Andersohn, O. W.* Proiectarea optimă a maşinilor electrice rotative. În : Elektrot. Tidskrif, vol. **74**, nr. 25, 1961, p. 418.

[51] *Harrington, D.* şi *Larney, N. D.* Experienţe privind folosirea calculatoarelor de mare viteză în proiectarea maşinilor turbogeneratoare. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **77**, 1958, p. 1 230.

[52] *Godwin, G. L.* Proiectarea optimă a maşinilor electrice cu ajutorul calculatoarelor digitale. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **78**, 1959, p. 478.

[53] *Pai, M. A.* şi *Sauders, R. M.* Proiectarea maşinilor sincrone cu calculatoare digitale. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **78**, 1959, p. 28.

[54] *Stephen, D. D.* O nouă concepţie privind proiectarea marilor maşini. În : A.E.J. Engineering Review, vol. **I**, 1960, p. 3.

[55] *Bahm, E.* Metodă simplă de proiectare automată a maşinilor electrice şi a transformatoarelor cu calculatoare digitale. În : Bul. ASE, vol. **52**, nr. 24, 1961, p. 975.

[56] *Bahm, E.* şi *Szogyen, J. M.* Completare la „metodă simplă de proiectare automată...". În : Bul. ASE, vol. **53**, nr. 4, 1962, p. 169.

[57] *Hagedorn, G.* Calculul maşinilor sincrone cu calculatoare automate. În : ETZ-A, vol. **83**, 1963, p. 855.

[58] *Lemberg, G.* Aplicarea calculatoarelor numerice în dezvoltarea maşinilor turbogeneratoare. În : Elektrie, apr 1964, p. 98.

[59] *Veinott, C. G.* Revoluţionarea proiectării maşinii de inducţie prin folosirea calculatoarelor digitale. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **75**, 1956, p. 1 509.

[60] *Levy, J. P.* Tehnica proiectării motoarelor ; folosirea în acest scop a calculatoarelor analogice. În : Electrical Review, 1957, p. 229.

[61] *Jordan, H. E.* Sinteză asupra proiectării motorului de inducţie cu dublă colivie. În : Trans. AIEE, part. III, vol. **78**, 1958, p. 1 230.

[62] *Güttinger, W.* Dimensionarea maşinii asincrone cu ajutorul calculatoarelor analogice. În : Bul. ASE, vol. **50**, 1959, p. 976.

[63] *Frohne, H.* Folosirea unui calculator automat pentru proiectarea maşinii asincrone. În : Conti Electro-Berichte, vol. **7**, nr. 4, 1961, p. 196.

[64] *Lehmann, S.* Folosirea calculatoarelor digitale pentru proiectarea maşinii asincrone. În : ETZ—A, vol. **82**, nr. 17, 1961, p. 525.

[65] *Frohne, H.* Raţionalizarea proiectării maşinilor electrice prin folosirea calculatoarelor digitale. În : ETZ—A, vol. **84**, nr. 2, 1963, p. 69.

[66] *Samsiger, E.* Calculul maşinii asincrone cu calculatoare numerice. În : E.u.M., vol. **80**, nr. 19—20, 1963, p. 447.

[67] *Glöckner, G.* Program pentru calculul motoarelor asincrone trifazate cu calculatorul numeric ZRA—1. În : Elektrie, iulie 1964, p. 211.

Intrat în redacţie la 4.IX.1966

Electromagneţi pentru acţionări

Mihai Huhulescu * — Bucureşti

CZ 621.318.3 : 621.3

Automatizarea instalaţiilor industriale necesită cantităţi mari de electromagneţi cu caracteristici diverse. Pentru aceasta a fost creată, în ţara noastră, o mare varietate de tipuri şi dimensiuni, destinate a fi alimentate în curent continuu sau alternativ. Realizarea lor a fost făcută pe baza celor mai noi soluţii adoptate în tehnica contemporană. Scopul acestui articol este de a indica modalitatea construirii şi utilizării raţionale, cît mai aproape de valorile nominale, a electromagneţilor pentru acţionări.

1. Generalităţi

Electromagneţii pentru acţionări electrice pot fi alimentaţi în curent continuu, în curent alternativ monofazat sau în curent alternativ trifazat. Ei rezolvă, în general, prin soluţii simple, probleme relativ complexe de automatizare. Se pot cita, de exemplu, cîteva aplicaţii ale electromagneţilor de acţionare : comanda frînelor, desfacerea clicheţilor de blocare, închiderea sau deschiderea vanelor şi ventilelor, cuplarea ambreiajelor, zăvorirea mecanismelor, anclanşarea întrerupătoarelor (fig. 1), strîngerea dispozitivelor de prindere, manevrarea foarfecelor etc.

Pentru utilizarea în bune condiţii a electromagneţilor, într-un domeniu aşa de vast, este important să se cunoască cîteva din caracteristicile principale ale acestor aparate.

Aceste caracteristici se referă la condiţiile de funcţionare şi la condiţiile tehnice.

1.1. Condiţii de funcţionare

a. Cursa utilă este distanţa minimă dintre feţele polare ale armăturilor fixe şi mobile, la care electromagnetul furnizează forţa utilă. Această cursă (numită şi întrefier) poate avea, în general, valori cuprinse între 2 şi 50 mm.

* Ing. *M. Huhulescu* este constructor şef II la „Electroaparataj" — Bucureşti.

b. Forţa de atracţie utilă este forţa maximă pe care este capabil să o furnizeze electromagnetul la cîrligul armăturii mobile, atunci cînd între armătura mobilă şi cea fixă este o distanţă

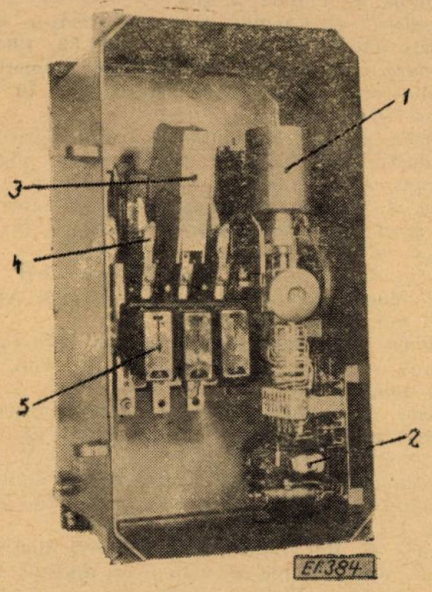


Fig. 1. Întrerupător automat cu acţionare prin electromagnet de curent continuu :
1 — electromagnet ; *2* — redresor ; *3* — cameră de stingere ; *4* — contact ; *5* — releu.

egală cu cursa utilă, bobina fiind alimentată cu o tensiune scăzută cu 15%. Atît la electromagneţii de curent continuu, cît şi la cei de curent alternativ, forţa de acţionare variază în funcţie de întrefier.

Alura curbei forţă-cursă depinde în primul rînd de forma circuitului magnetic. Cea mai utilizată construcţie pentru electromagneţii de

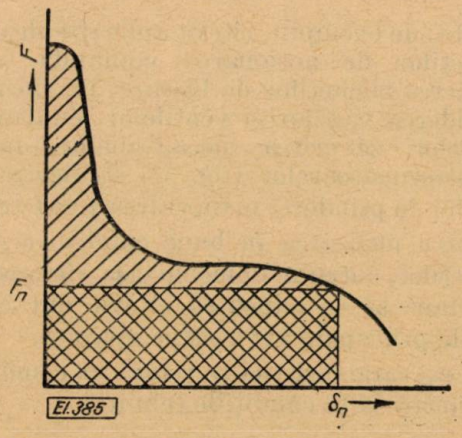


Fig. 2. Curba de variaţie a forţei în funcţie de cursă la un electromagnet de acţionare.

acţionare este varianta cu miez mobil în formă de plonjor de tip I sau T cu cap plan.

De asemenea, alura curbei depinde de poziţia întrefierului faţă de bobină. Dacă deplasăm întrefierul spre partea superioară a bobinei, obţinem o creştere a forţei de atracţie în poziţia deschis a electromagnetului. Această soluţie este mult utilizată la aceste tipuri de electromagneţi, caracteristica lor principală fiind forţa de atracţie la întrefierul maxim (fig. 2).

Forţa de atracţie realizată de electromagneţii folosiţi în mod curent poate avea valori cuprinse între 0,5 şi 100 kgf sau 4,9 şi 981 N.

În curent alternativ, la poziţia deschis, forţa de atracţie este pulsatorie (fig. 3, *a*).

În poziţia închis, datorită efectului de decalare a fluxului produs de spiră în scurtcircuit, forţa de reţinere se compune dintr-o forţă constantă F_c şi o forţă variabilă F_v (fig. 3, b).

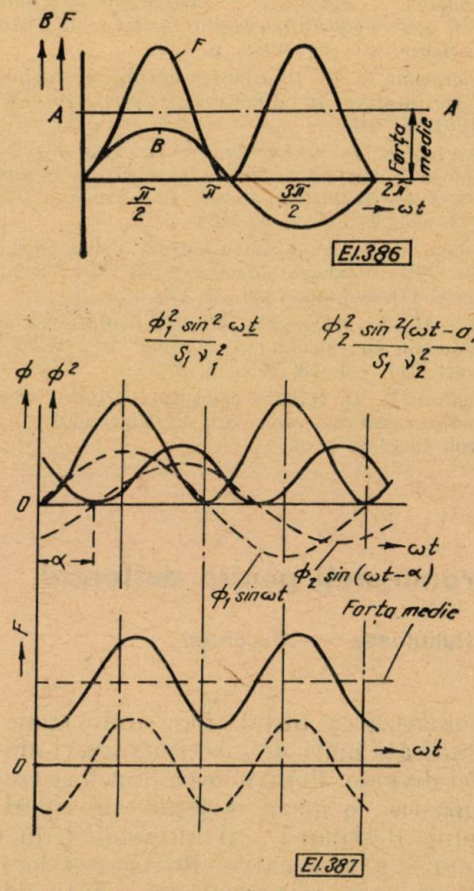


Fig. 3. Forţa medie realizată de un electromagnet de acţionare de curent alternativ :
a — în poziţia deschis ; *b* — în poziţia închis.

c. Frecvenţa de acţionare este numărul de închideri şi deschideri pe care electromagnetul îl poate realiza pe oră, fără a depăşi încălzirea admisibilă a bobinei şi fără a se produce deteriorări mecanice.

Frecvenţa de acţionare nominală poate fi depăşită pentru un scurt timp (1 — 2 min/h) fără a depăşi totuşi valoarea medie orară. Frecvenţele uzuale de acţionare cuprind valori între 600 şi 3 600 acţionări/h, fiind indicate pentru fiecare tip de aparat.

d. Durata efectivă de acționare a aparatului este timpul cît bobina aparatului este sub tensiune. Durata relativă de acționare este raportul între timpul cît bobina aparatului este sub tensiune și timpul total al unui ciclu. Durata unui ciclu rezultă din numărul de secunde al unei ore raportat la numărul de conectări pe oră. De exemplu, la un număr de 1 200 conectări/h, durata unui ciclu este :

$$T = \frac{3\,600}{1\,200} = 3 \text{ s.}$$

La o durată de acționare de 40 %, durata de alimentare cu curent va fi $0{,}4 \times 3 = 1{,}2$ s, iar durata pauzei va fi de $3 - 1{,}2 = 1{,}8$ s.

Din punctul de vedere al duratei de acționare se disting :

— funcționarea permanentă la care aparatul rămîne conectat tot timpul, durata de acționare fiind de 100 % ;

— funcționarea intermitentă, la care pauzele sînt prea scurte pentru ca aparatul să se răcească la temperatura ambiantă, durata de acționare fiind cuprinsă între 10 și 60 % ;

— funcționarea de scurtă durată, la care pauzele sînt suficient de lungi pentru ca aparatul să se răcească la temperatura ambiantă, durata de acționare fiind mai mică decît 1 %.

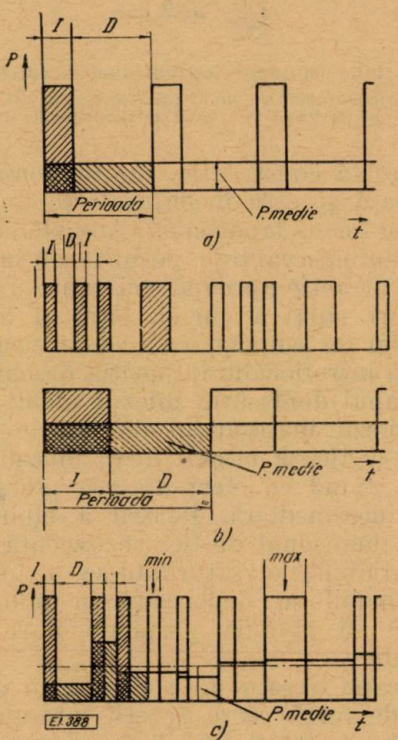


Fig. 4. Puterea absorbită în funcție de timp pentru diferite cazuri de funcționare intermitentă :
a — uniformă ; *b* — periodică ; *c* — neuniformă ; *I* — închis ; *D* — deschis.

Funcționarea intermitentă poate fi :

— uniformă, avînd valori egale pentru durata efectivă de acționare (fig. 4, *a*) ;

— periodică, avînd valori inegale pentru durata efectivă de acționare însă care se repetă după o anumită perioadă de timp (fig. 4, *b*) ;

— neuniformă, durata efectivă de acționare avînd valori total diferite de la o manevră la alta (fig. 4, *a*).

e. Tensiunea de serviciu este tensiunea la care electromagnetul dezvoltă forța utilă la cursa

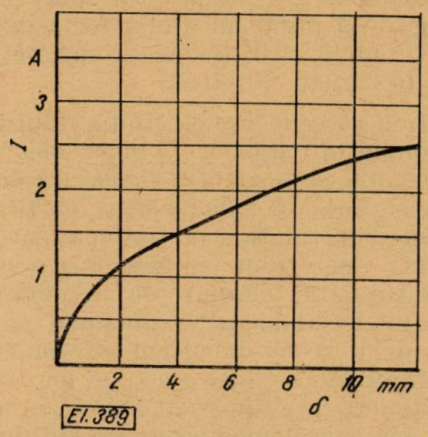


Fig. 5. Curba de variație a curentului în funcție de întrefier pentru electromagneți de acționare de curent alternativ.

nominală și la care încălzirea bobinei nu depășește limita admisibilă.

Tensiunea de alimentare poate varia față de tensiunea înscrisă pe bobină în limitele 0,85 la 1,05 ori valoarea tensiunii de serviciu, fără ca funcționarea aparatului să fie afectată.

Pentru timp scurt (1 —2 min/h), valoarea tensiunii de alimentare poate atinge 1,1 ori valoarea tensiunii de serviciu, fără deteriorarea aparatului.

În general, electromagneții se execută pentru tensiuni cuprinse între 12 și 500 V, în curent alternativ monofazat sau trifazat și între 12 și 220 V în curent continuu.

f. Frecvența nominală este frecvența curentului alternativ de alimentare la care aparatul dezvoltă forța nominală și la care încălzirea bobinei sau a circuitului magnetic nu depășește limita admisibilă.

Aparatele se execută în mod normal pentru frecvența de 50 Hz.

g. Curentul absorbit de electromagnet în funcție de întrefier la electromagneții de curent alternativ este valoarea eficace a curentului măsurat în fiecare poziție a întrefierului, pornind din poziția închis a miezului mobil (fig. 5).

Curentul absorbit în fiecare poziție a întrefierului este dependent de tensiune, de frecvența rețelei, cum și de încălzirea bobinei.

La electromagneții de curent continuu, curentul absorbit depinde numai de rezistența bobinei. În această situație este necesară precizarea rezistenței la cald și la rece a bobinei de acționare.

h. Lucrul mecanic dat de un electromagnet este integrala forţei de atracţie de-a lungul cursei utile (fig. 2):

$$L_m = \int_0^x F(x)\,dx.$$

În cataloagele aparatelor, prin lucru mecanic se înţelege însă produsul dintre forţa în poziţia deschis şi cursa utilă a electromagnetului şi este dat în kgfcm sau Nm.

i. Timpul de acţionare este intervalul cuprins între momentul cuplării bobinei electromagnetului la reţea şi momentul atingerii celor două feţe polare. Această valoare este foarte importantă pentru instalaţiile de automatizare, unde succesiunea operaţiilor se face într-o cadenţă bine determinată. Timpul de acţionare este mai mare la electromagneţii comandaţi în curent continuu decît la cei de curent alternativ. Evident, timpul de acţionare este şi mai mare la electromagneţii prevăzuţi cu amortizor de şoc, valoarea acestuia depinzînd de gradul de amortizare impus.

1.2. Condiţii tehnice

Condiţiile tehnice se referă la funcţionarea electromagnetului atunci cînd tensiunea reţelei variază în limitele 0 la 1,05 ori tensiunea nominală a bobinei.

La 1,05 ori tensiunea nominală, electromagnetul trebuie să funcţioneze un timp nelimitat fără ca bobina să se încălzească peste limitele admisibile.

La 0,85 ori tensiunea nominală, electromagnetul trebuie să acţioneze o sarcină egală cu forţa de atracţie nominală, distanţa dintre armături fiind egală cu cursa utilă. În curent alternativ, aparatul nu trebuie să vibreze.

La scăderea tensiunii la 0,7 din tensiunea nominală, electromagnetul fiind sub tensiune şi încărcat cu sarcina nominală, armătura mobilă trebuie să rămînă atrasă. În curent alternativ se admit vibraţii ale armăturii mobile.

La întreruperea tensiunii de alimentare, electromagnetul fiind încărcat cu o sarcină egală cu cel puţin jumătate din sarcina nominală, armătura mobilă trebuie să se desprindă ferm de armătura fixă.

Din cele expuse rezultă că un electromagnet de acţionare are o serie de caracteristici care trebuie luate în considerare atît la proiectarea, cît şi la utilizarea lui.

De menţionat că unele caracteristici ca: forţa, cursa, numărul de acţionări pe oră şi durata de acţionare sînt strîns legate între ele. Pe un acelaşi electromagnet, modificarea uneia dintre mărimi nu poate fi făcută fără corectarea celorlalte în mod corespunzător.

2. Electromagneţii alimentaţi în curent continuu

Construcţiile uzuale ale acestor electromagneţi cuprind, în special, tipul cu circuit magnetic închis şi miez mobil de formă cilindrică (plonjor).

Pentru a obţine diferite forme ale caracteristicilor forţă-cursă se dau diverse forme capului plonjorului. O soluţie modernă este cea indicată în figura 6.

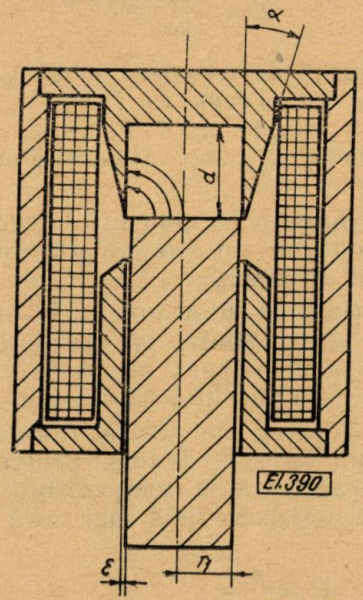


Fig. 6. Secţiune printr-un electromagnet de curent continuu: d – lungimea întrefierului; α – unghiul de prelucrare al manşonului de fier; r_1 – raza plonjorului; ε – întrefierul dintre plonjor şi manşon.

În această construcţie, capul plonjorului are foma plată şi este înconjurat de un manşon de fier cu forma tronconică. Această construcţie are un dublu avantaj: permite obţinerea unei forţe de atracţie aproape constante de-a lungul unei mari părţi a cursei, cum şi micşorarea numărului de amperspire necesar pentru magnetizarea întrefierului în poziţia deschis.

În timpul deplasării, miezul mobil pătrunde în interiorul manşonului de fier şi liniile de forţă se dirijează lateral între miezul mobil şi manşon, avînd ca efect oprirea plonjorului în poziţia intermediară. Pentru a elimina acest neajuns, manşonul de fier se execută cu secţiunea variabilă, el saturîndu-se pe măsură ce miezul mobil se deplasează şi obligă liniile de forţă să rămînă perpendiculare pe faţa plonjorului.

Explicaţia acestui fapt constă în orientarea liniilor de forţă către pereţii laterali (fig. 6), reducîndu-se astfel lungimea medie a liniilor de forţă.

Numărul de amperspire necesare pentru magnetizarea întrefierului se calculează cu formula:

$$NI = \frac{B \times d}{\mu},$$

unde :

B este inducția (Tesla) :
d — lungimea întrefierului, m ;
μ — permeabilitatea aerului, H/m.

Datorită fenomenului de remanență magnetică, miezul mobil poate să rămînă lipit de miezul fix.

Pentru a evita acest defect care poate avea consecințe neplăcute în exploatare, aparatul

Tabela 1

Nr. crt.	Tipul	Forța utilă la 0,85 Un		Cursa	Inducții în întrefier calculat	Solenația		Reducerea solenației
						calculat fără manșon	măsurat cu manșon	
		kgf	N	mm	Tesla	A	A	A
1	Electromagnet cu flanșă	1,5	14,7	10	0,3480	3 910	1 710	2 200
2	Electromagnet cu flanșă	4	39,3	13	0,1880	2 800	1 730	1 070
3	Electromagnet cu plonjor	5	49,2	25	0,1620	4 630	2 680	1 950

În cazul folosirii inelului metalic se obține, adaptînd o relație dată de Roters [5], o reducere a lungimii întrefierului la :

$$d = K\frac{\pi}{2}\sqrt{\varepsilon(r_1+\varepsilon)},$$

are montat între miezul mobil și cel fix un disc de alamă sau piele.

Electromagneții realizați în țara noastră cuprind tipurile cu funcționare orizontală și verticală.

Tabela 2

Nr. crt.	Tipul	Poziția și felul acționării	Tensiunea bobinei	Forța utilă		Cursa	Fa	Da	Timpul de acționare
			V	kgf	N	mm	acționări h	%	s
1	Electromagnet cu flanșă	orizontală cu împingere	24	1,5	14,7	10	1 200	10	0,2
2	Electromagnet cu flanșă	orizontală cu împingere	24	4	39,3	13	1 200	60	0,2
3	Electromagnet cu plonjor	verticală cu tragere sau împingere	220	5	49,2	25	1 200	40—100	0,5
4	Electromagnet cu plonjor	verticală cu tragere	220	30	295	2	1 200	40—100	0,1

unde :

K=3...4 este constanta introdusă și determinată experimental de autor pentru manșoane de oțel cu secțiunea variabilă ;
ε — întrefierul parazit între plonjor și manșon, m ;
r_1 — raza plonjorului, m.

Unghiul α al manșonului a fost determinat experimental pentru material magnetic oțel cu procent redus de carbon (sub 0,1%), obținîndu-se valori cuprinse între 10° pentru cursa de 10 mm și 11° pentru cursa de 25 mm.

Pentru a sublinia reducerea solenației necesare pentru acționare, obținută prin introducerea manșonului de fier, în tabela 1 se indică, pentru mai multe mărimi de electromagneți de acționare, numărul de amperspire necesare pentru magnetizarea circuitului magnetic calculat în ipoteza că nu ar exista manșon și măsurat pe aparate prevăzute cu manșon.

Din această tabelă reiese că reducerea solenației depinde atît de valoarea inducției, cît și de mărimea întrefierului.

Ambele tipuri au miezul construit ca în figura 6. Caracteristicile electrice și mecanice sînt indicate în tabela 2.

Curbele de variație a forței în funcție de cursă sînt indicate în figura 7.

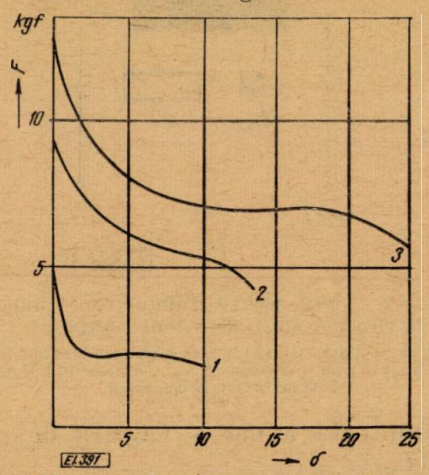


Fig. 7. Curbele de variație a forței de întrefier pentru electromagneți de curent continuu :
1 — electromagnet cu flanșă, 1,5 kg, 10 mm ; *2* — electromagnet cu flanșă, 4 kg, 13 mm ; *3* — electromagnet cu plonjor, 5 kg, 25 mm.

Electromagneţii alimentaţi în curent continuu prezintă particularitatea că la întreruperea circuitului apar supratensiuni care în anumite condiţii pot atinge valori importante care duc la distrugerea izolaţiei bobinei.

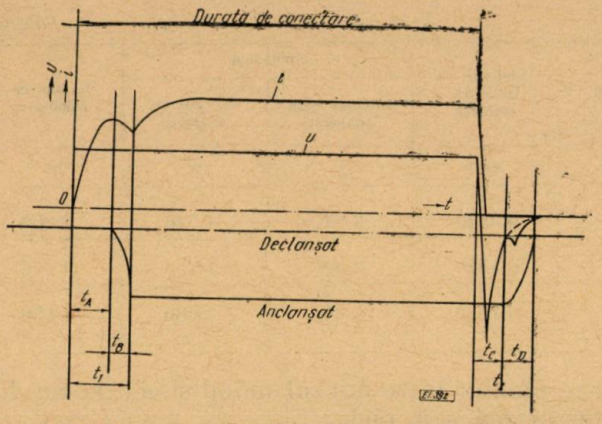


Fig. 8. Oscilograma tensiunii şi curentului la bornele unui electromagnet de curent continuu :

I – curentul absorbit de bobină ; *u* – tensiunea la bornele bobinei ; $t_1 = t_A + t_B$ – timpul de anclanşare ; $t_2 = t_C + t_D$ – timpul de declanşare ; t_A – timpul scurs de la închiderea circuitului pînă la punerea în mişcare a plonjorului ; t_B – timpul de deplasare a plonjorului ; t_C – timpul scurs de la întreruperea tensiunii de alimentare pînă la punerea în mişcare a plonjorului ; t_D – timpul de deplasare a plonjorului[1].

În figura 8 este arătată oscilograma tensiunii la bornele unui electromagnet de alimentat la tensiune continuă, în momentul întreruperii circuitului de alimentare. Se observă că la bornele aparatului apare o tensiune cu polaritate schimbată avînd o valoare de aproximativ 4 U_n.

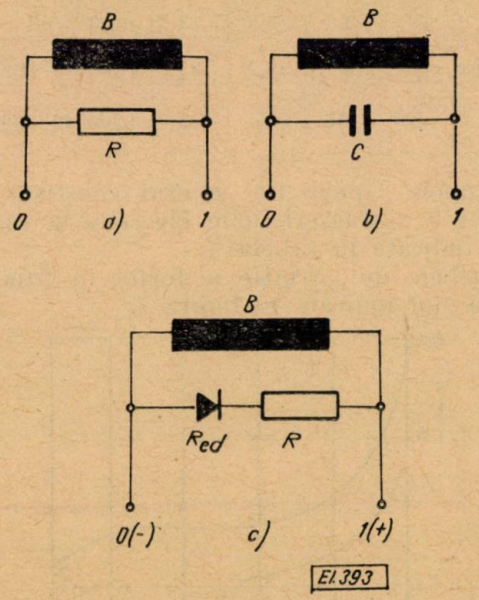


Fig. 9. Diferite soluţii pentru eliminarea supratensiunilor la electromagneţi de curent continuu :

a – rezistenţă *R*, montată în paralel cu bobina electromagnetului *B* ; *b* – condensator *C*, montat în paralel cu bobina *B* ; *c* – redresor *Red* şi rezistenţa *R*, montate la bornele bobinei *B*.

Pentru a evita deteriorarea izolaţiei, în paralel cu înfăşurările se leagă fie o rezistenţă de descărcare, fie un condensator a cărui tensiune de lucru trebuie să fie mai mare decît tensiunea de comutare apărută la borne, fie un redresor montat în opoziţie faţă de polaritatea tensiunii de alimentare (fig. 9).

Datorită faptului că la electromagneţii de curent continuu, curentul absorbit este independent de poziţia miezului mobil, plonjorul poate fi oprit la o valoare oarecare a cursei. În acest fel se pot realiza dispozitive de strîngere silenţioase, evitîndu-se lovirea armăturii mobile de cea fixă.

Alimentarea electromagneţilor de curent continuu se face, în general, cu grupuri de redresoare compuse din celule de seleniu, germaniu sau siliciu.

Dacă nu se adoptă măsurile pentru eliminarea supratensiunilor care apar în timpul manevrelor de deconectare, celulele redresoare pot fi străpunse.

Cînd schema instalaţiei permite, se poate lega în serie cu electromagnetul o rezistenţă (numită şi rezistenţă economizoare) care se înseriază numai atunci cînd miezul mobil a ajuns în poziţia închis. În acest fel se reduce curentul în poziţia închis şi se poate mări lucrul mecanic total de trei pînă la cinci ori, pentru un acelaşi gabarit al electromagnetului. Aparatul va fi prevăzut cu un contact auxiliar (de obicei microîntrerupător) care să scurtcircuiteze rezistenţa economizoare în poziţia deschis.

3. Electromagneţii alimentaţi în curent alternativ monofazat

Caracteristica forţă-cursă, dată de electromagnetul tip T cu plonjor, este în special adecvată instalaţiilor de automatizare care impun obţinerea forţei nominale la valoarea maximă a întrefierului. În această situaţie era normal ca acest tip să cunoască o largă dezvoltare. Şi aceste construcţii se fabrică în variante cu tragere sau cu împingere, cu funcţionare verticală sau orizontală.

Spre deosebire de aparatele de curent continuu, electromagneţii de curent alternativ se execută din tole pentru a micşora încălzirea produsă prin curenţi turbionari.

Construcţiile uzuale de electromagneţi de tipul cu plonjor, avînd miezul mobil în formă de T (fig. 10), permit obţinerea unor forţe de atracţie sporite la aceeaşi mărime de electromagnet.

Acest tip de electromagnet prezintă particularitatea că, în poziţia deschis, întrefierul principal din partea inferioară mai mare decît întrefierul parazit şi fluxul se închide prin plonjor (fig. 10, *a*). În această poziţie, pentru realizarea forţei de atracţie intră în acţiune parţial şi suprafeţele S_1 şi S_2 ale plonjorului. Pe măsură ce electromagnetul se deplasează, drumul flu-

xului se schimbă. Cînd întrefierul din partea inferioară scade sub valoarea întrefierului parazit, fluxul trece din întrefierul parazit în întrefierul principal (fig. 10, *b*). În această poziţie, forţa de atracţie creşte brusc.

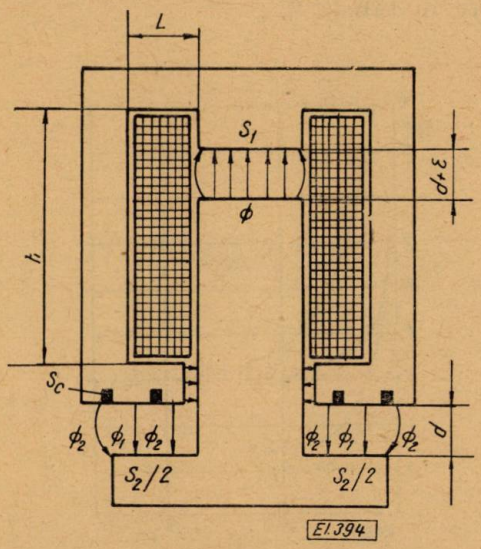


Fig. 10. Secţiune prin electromagnet cu plonjor de curent alternativ :

Φ — fluxul principal; S_1 — suprafaţa de atracţie superioară; S_2 — suprafaţa de atracţie inferioară; Φ_1 — fluxul prin suprafaţa ecranată; Φ_2 — fluxul prin suprafaţa neecranată; Sc — spire de scurtcircuit; d — întrefierul de lucru; ε — întrefierul rezidual.

Forţa medie de atracţie în poziţia deschis este dată, după Roters [5], de relaţia :

$$F_a = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Phi^2}{2\mu_0 A} = \frac{4.10^2}{A}\left(\frac{\Phi_{ef} \cdot k_s}{\nu_1}\right)^2,$$

unde s-a notat :

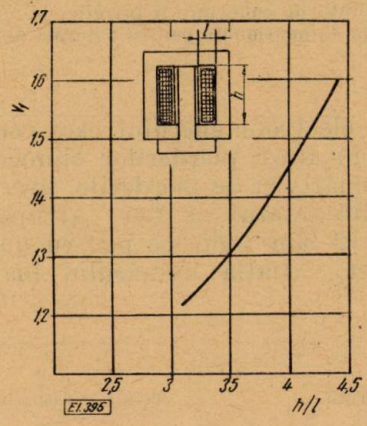
F_a este forţa de atracţie, N ;
Φ_{ef} — fluxul eficace, Wb ;
A — suprafaţa de atracţie a plonjorului, m^2 ;
k_s — coeficientul de împachetare a tolelor (0,95 —0,97) ;
ν_1 — coeficientul pentru umflări şi scăpări de flux.

Valoarea coeficientului ν_1 a fost determinată experimental pentru diferite valori ale întrefierului, trasîndu-se curba din figura 11.

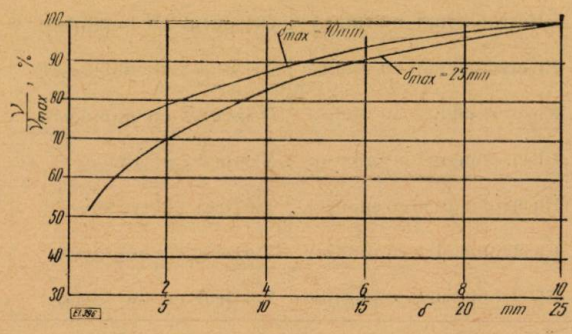
Pentru eliminarea vibraţiilor care apar datorită fluxului variabil se prevăd una sau două spire în scurtcircuit din cupru sau alamă. Spirele produc decalarea unei părţi din fluxul activ, astfel că cele două fluxuri decalate dau o forţă rezultantă a cărei variantă nu se anulează. Unghiul de decalaj dintre cele două fluxuri, determinat experimental pentru tipurile de electromagneţi, construite este cuprins între 46 şi 52°.

Spre deosebire de electromagneţii de curent continuu, curentul absorbit de electromagneţii de curent alternativ depinde de poziţia miezului mobil, respectiv de valoarea întrefierului.

Valoarea curentului la întrefierul maxim poate fi pînă la de 10 ori valoarea curentului în poziţia închis. Această particularitate permite obţinerea unei forţe magnetomotoare importante în poziţia deschis şi deci a unei forţe de atracţie corespunzătoare (fig. 2). Dezavantajul acestui tip de electromagnet este că bobina aparatului se arde dacă dintr-un motiv oarecare electromagnetul nu se poate închide, întrefierul final trebuind să fie sub 0,05 mm. Această valoare se referă la întrefierul din zona spirelor de scurtcircuit. Pentru a se asigura o aşezare corectă a plonjorului este necesar ca între faţa superioară a acestuia şi circuitul magnetic să existe un întrefier rezidual de 0,1—0,2. Pentru a evita rămînerea electromagnetului în poziţia deschis este necesar să se aleagă electromagneţi avînd forţa utilă superioară forţei necesară în instalaţia respectivă (cu 10 % pînă la 20 %). Trebuie ţinut seamă că în timpul manevrelor apar şocuri violente datorită loviri armăturii mobile de cea fixă. Din această cauză trebuie evitat ca forţa utilă a electromagnetului să depăşească cu mai mult de 30 % forţa rezistentă necesară pentru acţionare. În caz



a)



b)

Fig. 11. Variaţia coeficientului de umflări şi scăpări funcţie de :

a — raportul h/l ; *b* — întrefier pentru un raport h/l constant.

contrar pot apărea uzuri mecanice ale pieselor în mişcare înainte ca aparatul să fi atins numărul de manevre garantat. Alura curbei forţă-cursă a electromagneţilor de tip plonjor nu poate

fi modificată în limite aşa de largi ca în curent continuu, deoarece forma miezului mobil nu poate fi schimbată uşor, ţinînd seamă că este executat din tole.

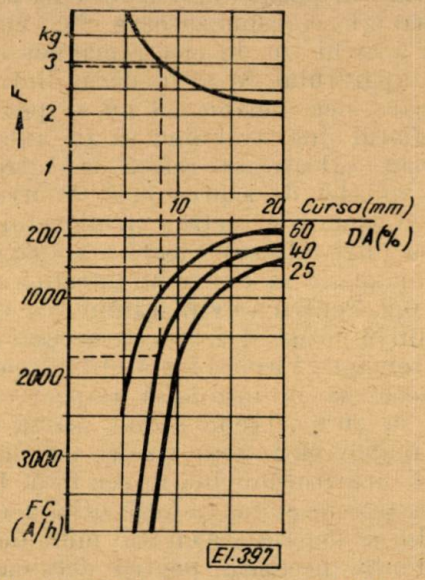


Fig. 12. Variaţia numărului de manevre admisibile pe oră în funcţie de durata de conectare şi întrefier la un electromagnet cu bobina dimensionată pentru o durată de 100% [4].

Încălzirea electromagnetului este complexă; ea depinde, în afara pierderilor ohmice în bobina de acţionare, şi de pierderile prin curenţi turbionari din miezul de fier al aparatului.

În figura 12 sînt indicate pentru un tip de electromagnet variaţia numărului maxim de manevrare pe oră în funcţie de durata de conectare. Diagrama a fost ridicată pe un electromagnet cu o bobină funcţionînd la o durată de acţionare de 100%.

Electromagneţii realizaţi în ţara noastră cuprind tipuri: cu tragere sau cu împingere, cu funcţionare orizontală sau cu funcţionare verticală. Toate tipurile sînt executate cu miezul mobil în formă de T. Curbele forţă-cursă ale electromagneţilor de curent alternativ sînt indicate în figura 13.

Caracteristicile electrice şi mecanice sînt indicate în tabela 3.

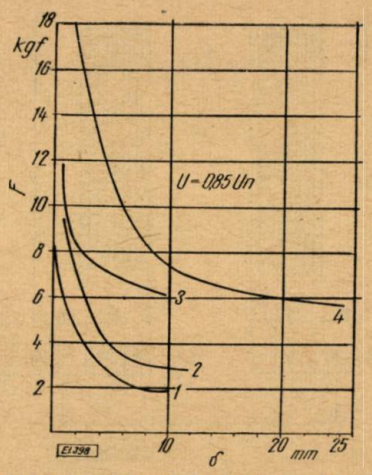


Fig. 13. Variaţia forţei în funcţie de cursă la electromagneţi de curent alternativ:

1 – electromagnet cu flanşă, 1,5 kgf, 10 mm; *2* – electromagnet cu flanşă, 2,5 kgf, 12 mm şi 3 kgf, 8 mm; *3* – electromagneţi cu plonjor, 5 kgf, 10 mm (tragere şi împingere); *4* – electromagneţi cu plonjor, 5 kgf, 25 mm (tragere şi împingere).

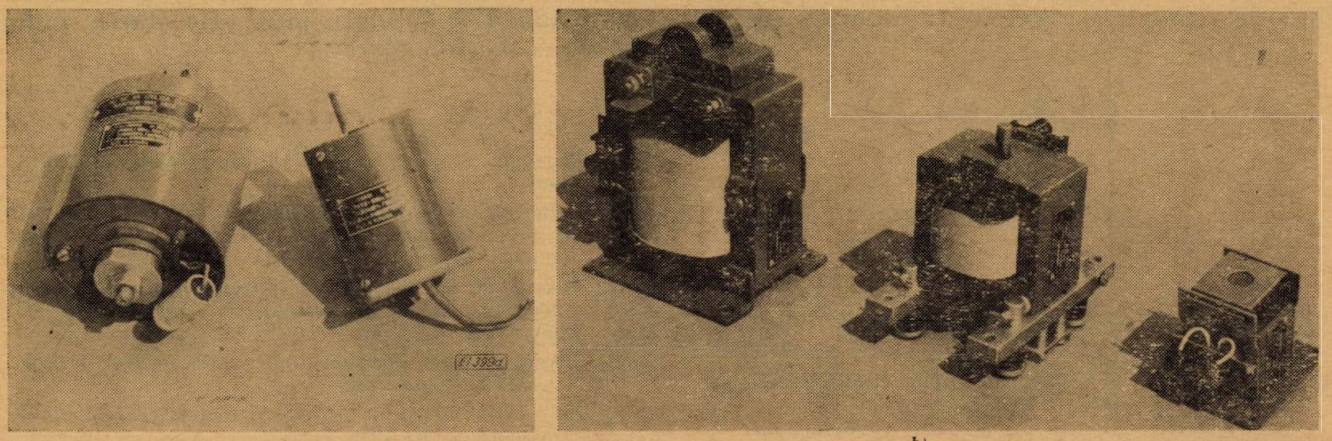
O problemă importantă la electromagneţii de curent alternativ o constituie montarea axială a plonjorului cu sarcina ce trebuie acţionată. Dacă această condiţie nu este respectată apar uzuri mari ale pieselor în mişcare, cum şi vibraţii puternice datorită aşezării incorecte a miezului mobil pe cel fix. În cazul electromagneţilor cu împingere este necesar ca oprirea mişcării miezului mobil în poziţia deschis să nu se facă de către organele de limitare a electromagnetului, ci, pe cît posibil, pe elemente special dimensionate ale dispozitivului acţionat.

Tabela 3

Nr. crt.	Tipul	Poziţia şi felul acţionării	Tensiunea bobinei, V	Forţa utilă		Cursa, mm	Lucru mecanic		Fa, acţionări/h	DA, %	t_A, s
				kgf	N		kgfcm	Nm			
1	Electromagnet cu flanşă	Orizontal cu împingere	De la 24 la 500 V	1,5	14,7	10	1,5	0,147	1 200	40–100	0,04
2	Electromagnet cu flanşă	Orizontal cu împingere		2,5	23,6	12	3,0	0,284		25	0,05
3	Electromagnet cu flanşă	Orizontal cu împingere		3	29,5	8	2,4	0,236		25	0,05
4	Electromagnet cu plonjor	Vertical cu tragere		5	49,2	10	5	0,492		40–100	0,06
5	Electromagnet cu plonjor	Vertical cu tragere		5	49,2	25	12,5	1,23			0,07
6	Electromagnet cu plonjor	Vertical cu împingere		5	49,2	10	5	0,492		40–100	0,06
7	Electromagnet cu plonjor	Vertical cu împingere		5	49,2	25	12,5	1,23			0,07

În figura 14 sînt indicate cîteva construcții ale electromagneților de curent continuu și curent alternativ fabricate în țara noastră.

În figura 12 este indicată variația numărului de manevre în funcție de durata de acționare pentru un același tip de electromagnet.



a) b)

Fig. 14. Cîteva tipuri de electromagneți fabricați în țară:

a — de curent continuu: *1* — electromagnet, 5 kgf, 25 mm; *2* — electromagnet, 4 kgf, 13 mm; *b* — de curent alternativ: *1* — electromagnet, 5 kgf, 25 mm (tragere); *2* — electromagnet, 5 kgf, 10 mm (împingere); *3* — electromagnet, 1,5 kgf, 10 mm (împingere).

Variația puterii absorbite în funcție de cursă este dată în figura 15 pentru electromagneții de curent alternativ.

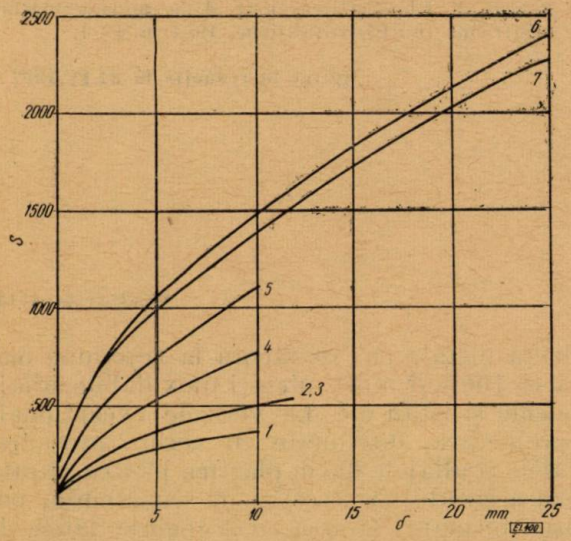


Fig. 15. Variația puterii absorbite în funcție de cursă la electromagneții de acționare de curent alternativ:

1 — electromagnet, 1,5 kgf, 10 mm; *2* — electromagnet, 2,5 kgf, 12 mm; *3* — electromagnet, 3 kgf, 8 mm; *4* — electromagnet, 5 kgf, 10 mm (tragere); *5* — electromagnet, 5 kgf, 10 mm (împingere); *6* — electromagnet, 5 kgf, 25 mm (tragere); *7* — electromagnet, 5 kgf, 25 mm (împingere).

Pentru electromagneții de curent continuu se indică în tabela 4 puterea absorbită la rece și la cald.

Tabela 4

Nr. crt.	Tipul	Forța		Cursa,	Puterea absorbită, W	
		kgf	N	mm	la rece	la cald
1	Electromagnet cu flanșă	1,5	14,7	10	63	55
2	Electromagnet cu flanșă	4	39,3	13	30	22,5
3	Electromagnet cu plonjor	5	49,2	25	53	36
4	Electromagnet cu plonjor	30	295	2	42	33

4. Comanda electronică

Utilizarea așa de variată a electromagneților de acționare face necesară realizarea unor aparate cu performanțe din ce în ce mai ridicate, în special în ceea ce privește lucrul mecanic și frecvența de acționare.

Se observă că la scăderea duratei de acționare se poate obține creșterea numărului de acționări pe oră.

Micșorarea duratei de acționare se poate obține prin comanda electronică a aparatelor cu ajutorul tiratroanelor sau transistoarelor cu siliciu. Această comandă asigură acționări ferme, avînd o constantă de timp foarte redusă.

Comanda electronică permite, în plus, realizarea unei anumite valori a curbei curentului în funcție de timp.

Cu ajutorul dispozitivelor electronice de comandă se pot realiza frecvențe de acționare mult ridicate, necesare pentru automatizarea mașinilor-unelte sau proceselor tehnologice complexe.

În figura 16 este indicată o schemă de acționare a unui electromagnet comandat cu ajutorul unui tiristor (tiratron cu siliciu). Această schemă prezintă avantajele următoare:

— posibilitatea funcționării la o temperatură ambiantă relativ ridicată (cu reducerea corespunzătoare a puterii comandate de tiristor);

— pierderi foarte reduse în instalaţia de comandă (circa 1 W, putere disipată la o putere comandată de 200 W);

— interval de timp foarte redus pentru revenirea la starea blocată a tiratronului cu siliciu

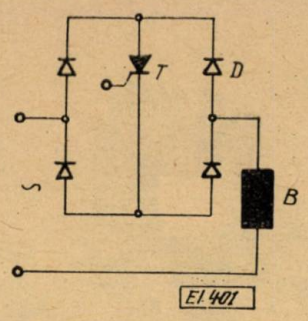


Fig. 16. Schema de comandă a unui electromagnet cu ajutorul unui tiristor:
B — bobina electromagnetului; *T* — tiristor; *D* — diode redresoare.

(10—30 μs), admiţînd frecvenţa de acţionare foarte ridicată;

— număr ridicat de manevre mecanice fără uzura pieselor de comandă.

5. Concluzii

Din cele prezentate rezultă că proiectarea şi utilizarea electromagneţilor de acţionare trebuie să se facă cu mult discernămînt pentru a obţine rezultatele optime în exploatare. Consider că actuala serie fabricată în ţară, care este în permanentă completare şi dezvoltare, satisface cerinţele industriale, ţinînd seamă de parametrii obţinuţi prin proiectarea judicioasă a acestor aparate.

Bibliografie

[1] *Rziha, E.* Starkstromtehnik, Berlin, Wilhelm Ernest, 1960.

[2] *Hortopan, Gh.* şi *Titz, Gh.* Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneţii de curent alternativ. În: Electrotehnica **14**, nr. 1, 1966, p. 11—20.

[3] *Maldry, H.* şi *Melut, M.* Les électro-aimants à noyau plongeur. În: Revue ingénieurs et techniciens, nr. 100, 1957.

[4] Cataloage şi prospecte: Binder, Mecalectro, E.A.W. Elektrim, Stemmann.

[5] *Roters, H.* Mecanisme electromagnetice. Moscova, Gosenergoizdat, 1949.

[6] *Stupeli.* Relee electromagnetice. Bucureşti, Editura energetică de stat, 1953.

[7] *Liubcik, M. A.* Electromagneţi de curent continuu şi alternativ, Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[8] *** Manualul inginerului electrician, vol. **IV**. Bucureşti, Editura tehnică, 1956.

[9] *Huhulescu,* M. Echipamente moderne pentru macarale electrice. În: Electrotehnica **9**, nr. 1, 1961, p. 25—34.

[10] *Salvati, L.* Gli elettromagneti delle apparecchiature elettriche. In: Elettrificazione, 1964, p. 1—4.

Intrat în redacţie la 24.IV.1967

Formarea electromagnetică

Marilena Marinescu * — Bucureşti

CZ 621.318.34: 621.79

În ultimii 5—6 ani, în tehnică a început să fie utilizată cu mult interes şi cu rezultate excelente o nouă categorie de forţe: forţele de interacţiune dintre un cîmp magnetic inductor şi conductoare parcurse de curenţi induşi de acest cîmp magnetic. Principiul bine cunoscut, conform căruia asupra unui corp conductor plasat într-un cîmp magnetic variabil în timp se exercită o forţă, şi-a găsit o spectaculoasă aplicaţie într-un procedeu tehnologic nou, care face parte din categoria prelucrărilor la rece de mare rapiditate: formarea electromagnetică [1], [2], [3].

Procedeele de formare ultrarapidă (electromagnetice, electrohidraulice, mecanopneumatice, prin explozie) s-au dezvoltat rapid în ultimii ani, în legătură cu necesităţile apărute în tehnica rachetelor şi aviaţiei moderne de a prelucra metale cu rezistenţă la tracţiune mai mare ca 100 kgf/mm²: oţeluri inoxidabile, aliaje cu nichel şi titan etc. La vitezele excepţionale de prelucrare, dezvoltate cu aceste procedee, metalele şi aliajele devin plastice pentru durata scurtă a şocului (la rece) şi, în consecinţă, pot fi uşor formate. Pentru o categorie largă de metale şi aliaje (chiar şi metale sinterizate) greu prelucrabile, formarea ultrarapidă reprezintă uneori singurul procedeu de prelucrare acceptabil din punct de vedere tehnic şi economic.

Printre metodele de formare ultrarapidă, cea mai recentă şi interesantă, datorită numeroaselor ei avantaje, este formarea electromagnetică [4]. Acest procedeu se utilizează în prezent atît pentru prelucrarea oţelurilor speciale, wolframului şi molibdenului, cît şi a cuprului, aluminiului, alamei, bronzurilor. Cu procedeul electromagnetic se pot realiza presări, îndoiri şi ambutisări de table, lărgiri, întinderi, îmbinări de ţevi, presări de filete, asamblări de cabluri cu cleme, papuci şi piese de legătură, asamblări de motoare electrice mici etc. [5], [6].

* Ing. *M. Marinescu* este cercetător la laboratorul maşini electrice rotative din I.C.P.E.

Multiplele aplicaţii enumerate dovedesc că ideea utilizării acestor procedee tehnologice noi numai în cazuri speciale şi numai dacă procedeele clasice nu pot fi aplicate a fost categoric infirmată. Totuşi, în momentul de faţă nu se poate prevedea în ce măsură formarea electromagnetică va influenţa dezvoltarea în continuare a utilajelor destinate acestui procedeu tehnologic; în orice caz, este de presupus cel puţin utilizarea în paralel a procedeelor clasice şi a celor recent dezvoltate. În industria constructoare de avioane şi rachete formarea ultrarapidă se foloseşte deja în exclusivitate pentru prelucrarea anumitor piese din oţeluri speciale.

În această lucrare se expun bazele fizice ale procedeului, se descriu instalaţiile de formare electromagnetică existente şi numeroase aplicaţii, se arată avantajele formării electromagnetice asupra procedeelor clasice.

Bazele fizice ale procedeului

În principiu, dacă în interiorul unei bobine cilindrice se stabileşte pentru un timp foarte scurt ($6-20\cdot10^{-6}$ s) un cîmp magnetic foarte puternic (0,2 —1 MG) [5] şi dacă în interiorul bobinei se află un corp metalic, de exemplu, o ţeavă metalică (fig. 1*A*), atunci în ea se vor induce tensiuni foarte mari, ca urmare a vitezei foarte mari de variaţie a cîmpului magnetic inductor. În ţeavă vor circula deci curenţi puternici, ea constituind, faţă de bobină, un secundar în scurtcircuit cu o singură spiră. Ca urmare, asupra fiecărei porţiuni elementare de ţeavă va acţiona o forţă care tinde s-o preseze în sens radial. Dacă această forţă este suficient de mare astfel încît presiunea radială să depăşească limita de curgere a materialului, ţeava se deformează, micşorîndu-şi diametrul. Dacă în interiorul ţevii se află un dorn, ţeava va fi presată peste acesta şi va căpăta conturul lui, adică se va aşterne perfect peste toate adînciturile şi ieşiturile dornului.

Fenomenul care are loc în timpul formării electromagnetice poate fi uşor explicat cu ajutorul figurii 1 *A*, *B*. Cînd în bobina în care se produce cîmpul magnetic intens este plasat un izolator (fig. 1, *B*), liniile cîmpului magnetic pătrund nestînjenite în tot spaţiul din interiorul bobinei. Dacă în interior se află un material conductor (fig. 1. *A*), liniile sînt refulate în spaţiul dintre bobină şi piesă, întrucît cîmpul de reacţie al conductorului împiedică accesul lor în interiorul piesei. Presiunea care ia naştere creşte cu pătratul inducţiei *B* şi este cu atît mai mare cu cît este mai mic spaţiul cilindric în care sînt conţinute liniile de cîmp.

La formarea pieselor cu pereţi groşi apar efecte supărătoare de natură magnetohidrodinamică (efect Pinch), a căror acţiune poate fi însă redusă. Cea mai corectă formare, la obiecte cu contururi complicate, se realizează atunci cînd se ating viteze mari de deplasare a materialului (300 —400 m/s) şi la atingerea cu dornul apar tensiuni mari care depăşesc cu mult limita de curgere a materialului. Pentru a exemplifica

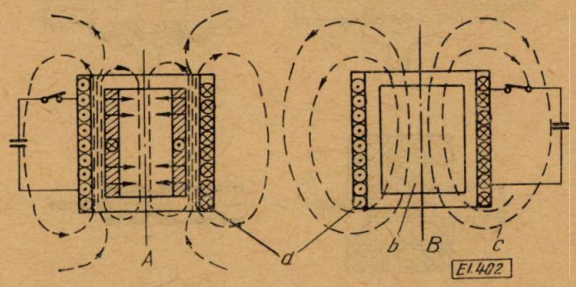


Fig. 1. Principiul formării electromagnetice:
A — formarea unei ţevi conductoare prin interacţiunea cîmpurilor magnetice; *B* — pătrunderea cîmpului magnetic printr-un cilindru izolant; *a* — bobină inductoare; *b* — izolant; *c* — linii de cîmp.

ordinul de mărime al presiunilor ce se pot obţine, amintim că într-un motor electric în care inducţia este de 2 Wb/m², presiunea pe 1 cm² de suprafaţă a rotorului este de 20 kgf/cm². La o inducţie de 30 Wb/m², folosită pentru formare magnetică, revine în schimb o presiune de $3{,}5\cdot10^6$ kgf/cm², iar la 100 Wb/m² se ajunge la $40\cdot10^6$ kgf/cm². Asemenea inducţii colosale au fost produse mai întîi pentru necesităţile fizicii particulelor elementare, dar în prezent sînt larg utilizate în tehnică.

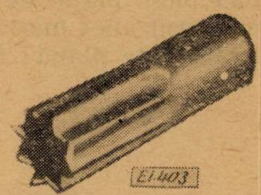


Fig. 2. Ţeavă profilată obţinută prin formare.

Dimensiunile ţevilor care pot fi uşor prelucrate prin procedeul electromagnetic sînt, pentru aluminiu: diametre = 150 mm la grosimi de perete de 0,6 mm; valorile maxime: diametre = 300 mm şi grosimi de 3 mm [5].

Procedeul nu se aplică numai la piese din materiale bune conducătoare. În cazul cînd conductivitatea este mai mică decît 1/5 —1/10 din conductivitatea cuprului, piesele sînt prevăzute cu un strat de cupru prin galvanizare sau alt mijloc. Fără această acoperire, cîmpul magnetic pătrunde rapid prin materialul rău conducător şi forţa care acţionează asupra piesei este insuficientă pentru a o deforma. O altă metodă, aplicabilă chiar la piese nemetalice, este aceea de a înconjura piesa cu o ţeavă sau cu o folie de aluminiu, care se taie apoi şi se îndepărtează.

În principiu, există trei modalităţi de bază în formarea electromagnetică, reprezentate în figura 3. În figura 3*A* este reprezentat un dispozitiv cu bobina plasată în interiorul piesei cilindrice, care realizează mărirea diametrului acesteia pe anumite porţiuni. Un exemplu de piesă realizată în acest mod este reprezentat

pe figura 4. Figura 3*B* reprezintă presarea unei piese cilindrice peste un dorn, executată cu o bobină exterioară piesei (un exemplu pe figura 5). Ultima posibilitate este prelucrarea

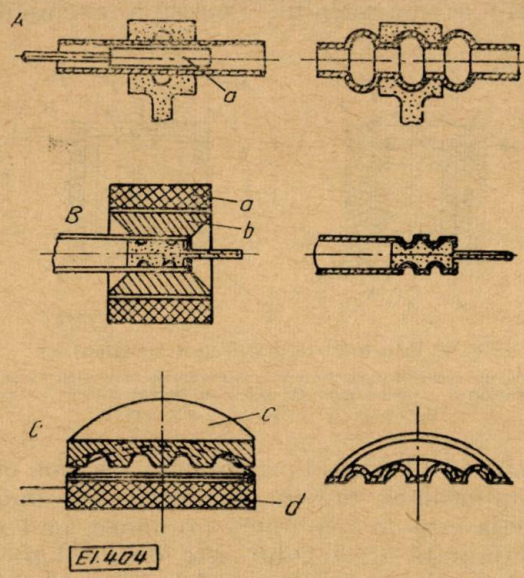


Fig. 3. Modalităţi de bază în formarea electromagnetică : *A* – dilatare ; *B* – comprimare ; *C* – formare de table plane ; *a* – bobină ; *b* – modelator de cîmp ; *c* – matriţă ; *d* – bobină plană.

unei piese plane de tablă prin refularea ei în interiorul unei matriţe (fig. 3*C*). În acest caz, bobina este plană ; bobina şi placa de bază se

Fig. 4. Tub expandat prin efect magnetic.

vor consolida special, deoarece în caz contrar bobina este împinsă şi forţa produsă de ea se micşorează. Bobina plană poate fi redusă la

Fig. 5. Presarea extremităţii unei ţevi pe o piesă de legătură.

o singură spiră. Un asemenea dispozitiv a căpătat denumirea de ciocan magnetic şi va fi examinat în detaliu în alt paragraf.

Bilanţul energetic

Cîmpul magnetic necesar formării este obţinut prin descărcarea unei baterii de condensatoare într-un timp extrem de scurt pe o bobină inductoare. Procesul tranzitoriu complicat care are loc nu a fost studiat încă în amănunt ; se pot face însă unele aprecieri calitative asupra transferului de energie care se produce.

Neglijînd la început pierderile Joule în bobina inductoare şi în conductoarele de legătură dintre condensator şi bobină, se poate scrie că energia bateriei de capacitate C, încărcată la tensiunea U, se transformă în energia cîmpului magnetic :

$$W_0 = \frac{1}{2} CU^2 = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2\mu_0} \int B_1^2 \cdot \mathrm{d}v.$$

În această relaţie $\int B_1^2 \, \mathrm{d}v$ este suma pătratelor inducţiilor B_1 în toate elementele de volum $\mathrm{d}v$; practic, se ia în considerare numai spaţiul dintre bobină şi piesă, în care se concentrează cîmpul.

Presiunea care acţionează asupra piesei este egală cu densitatea de energie a cîmpului magnetic $\frac{B^2}{2\mu_0}$. Această presiune exercitată asupra părţii din piesă care se află cel mai aproape de bobină aduce întreaga secţiune a piesei în stare de curgere. Lucrul efectuat de cîmp pentru aceasta este :

forţa (presiunea x suprafaţa A) $\times$ deplasarea s, deci :

$$W_1 = \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot As.$$

Trebuie să se aibă în vedere că, în timpul formării, spaţiul dintre bobină şi piesă creşte, deci densitatea de energie scade. Pentru $\frac{B^2}{2\mu_0}$ se ia o valoare medie pe durata formării.

La sfîrşitul formării, diferenţa $W_0 - W_1$ se găseşte teoretic în spaţiu sub forma energiei cîmpului. Aceasta este valabil însă numai în ipoteza că piesa are rezistenţă ohmică nulă şi că tensiunea indusă în ea produce un curent infinit, căruia îi corespunde un cîmp de reacţie care împiedică complet pătrunderea cîmpului primar. În realitate, prin piesă circulă un curent finit care permite pătrunderea cîmpului pe o anumită adîncime. Dacă δ este adîncimea pe care circulă curentul la suprafaţa piesei, cîmpul inductor va cheltui energia :

$$W_2 = \frac{B^2}{2\mu_0} A\delta,$$

care se pierde prin efect Joule în piesa ce se formează.

Dacă $W_3 = RI^2 \, \Delta\theta$ sînt pierderile prin efect Joule în bobina inductoare, iar $W_4 = \frac{1}{2\mu_0} \int B_2^2 \cdot \mathrm{d}v$ este energia cîmpului la sfîrşitul for-

mării, atunci în cazul descărcării complete a condensatorului, şi neglijînd cîmpul de dispersie în afara bobinei, rezultă următorul bilanţ energetic :

$$W_0 = W_1 + W_2 + W_3 + W_4.$$

Practic, se obţin pentru W_1 (energia transferată piesei) valori cuprinse între 20 şi 40% din energia totală consumată, iar pentru W_2 (energia transformată în căldură în piesă), între 10 şi 20 %. Restul apare ca efect termic în bobină.

Pentru a obţine un randament cît mai mare este necesar să se realizeze o stabilire cît mai rapidă a cîmpului în bobină, să se micşoreze rezistenţa electrică a piesei şi rezistivitatea conductorului din care este alcătuită bobina inductoare. Trebuie remarcat că procedeul nu permite obţinerea unor randamente prea ridicate, fapt care are totuşi mică importanţă în raport cu avantajele remarcabile pe care le prezintă.

Instalaţii pentru formarea electromagnetică

În scopul obţinerii unui cîmp magnetic foarte intens de durată foarte scurtă s-au folosit pînă în prezent baterii mari de condensatoare, care se descarcă prin comandă automată pe o bobină inductoare. Date precise şi detaliate asupra unor maşini pentru formare electromagnetică există mai ales în literatura americană şi se referă la instalaţiile Magneform şi Magnapak, realizate la General Atomic Division din cadrul General Dynamics Corporation [2], [7], [8], [9]. În figura 6 este reprezentată maşina Magneform Mark I, utilaj care poate crea un impuls de curent de 300 kA cu o durată de 6 —20 μs,

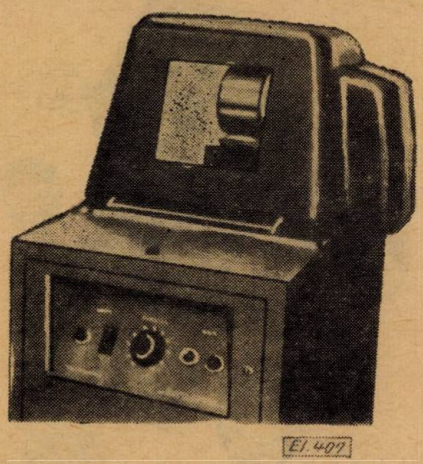


Fig. 6. Maşină Magneform Mark I pentru formare magnetică.

capabil să producă o inducţie de 0,3 —1 MG. Descărcările succesive ale bateriei de condensatoare pot urma la intervale de 6 s. Condensatoarele pot înmagazina o energie cinetică de 622 kgm. Ele pot fi încărcate în 2 s, iar descărcarea pe bobina de lucru se produce automat, cu o schemă cu ignitroane, în momentul cînd energia bateriei atinge valoarea prestabilită în

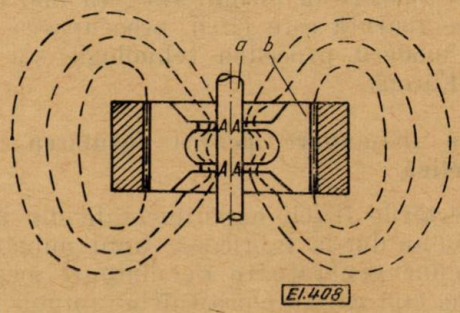


Fig. 7. Concentrator de cîmp (*b*). Se realizează o presiune mare în cele două secţiuni inelare *A* ale unei piese cilindrice (*a*).

maşină. Durata de viaţă a bateriei se garantează pentru peste 10^6 descărcări.

Cu o singură maşină de formare se poate prelucra un număr foarte mare de repere de

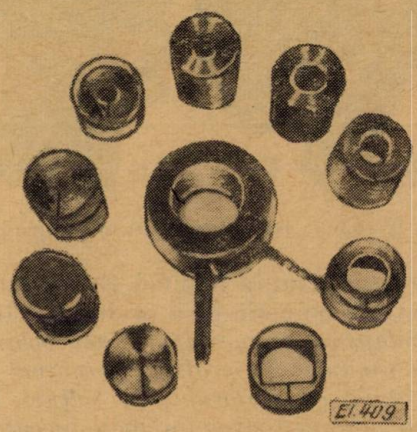


Fig. 8. Set de modelatoare pentru Magneform.

diferite forme. În acest scop, maşina este echipată cu un set de bobine de diferite configuraţii. Numărul de repere diferite ce se pot obţine creşte foarte mult dacă fiecare bobină este prevăzută cu un set de concentratoare (modelatoare) de cîmp. Acestea sînt piese din aliaj de cupru cu beriliu, care se introduc în bobină cu scopul de a creşte pe anumite porţiuni presiunea produsă de cîmpul magnetic şi de a descărca bobina de eforturi mecanice (fig. 7). În figura 8 este reprezentat un set de modelatoare destinate unei bobine pentru maşina Magneform *I*. În cazul producţiei de mare serie, caz în care o bobină se utilizează pentru prelucrarea unui număr foarte mare de piese, modelatoarele de cîmp nu mai sînt necesare.

În lucrarea [5] sînt sintetizate caracteristicile principale ale celor şapte tipuri de maşini de formare fabricate în S.U.A. în perioada 1960 —1962. Maşinile lucrează cu inducţii cuprinse

între 0,2 și 1 MG; bateriile de condensatoare au energii cuprinse între 6 și 60 kJ la tensiuni de 10—30 kV.

După cum rezultă din numărul mare de lucrări apărute în ultimii ani (cea mai recentă lucrare apărută este [10]), preocuparea pentru acest modern procedeu tehnologic s-a extins și în Europa.

Bobine inductoare pentru formarea electromagnetică

Cercetările fizicii experimentale din ultimul deceniu au dus la fabricarea unui număr mare de bobine generatoare de cîmpuri magnetice intense, fapt care a constituit un impuls pentru lucrările de punere la punct a procedeului de formare electromagnetică. Problema principală în proiectarea bobinei inductoare folosite la formare este preluarea eforturilor mecanice

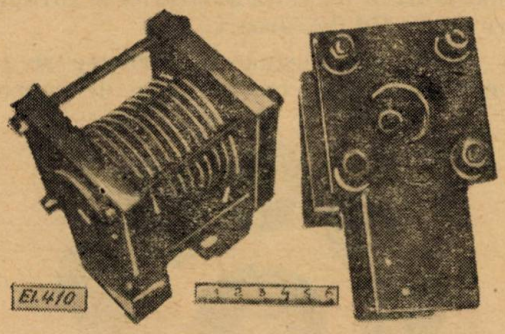


Fig. 9. Bobină bandajată cu elemente masive.

care acționează asupra bobinei. Există mai multe posibilități principiale de a prelua aceste forțe:

a. Bandajarea și presarea unei bobine normale din conductoare profilate (eventual în mai multe straturi) cu ajutorul unor bolțuri. Izolația trebuie să suporte toate eforturile mecanice care apar în funcționare (fig. 9).

b. Preluarea forțelor de către conductorul însuși. S-au construit bobine elicoidale din discuri de cupru de grosime egală, despicate radial și izolate pe toată periferia, cu excepția unui mic unghi prin care se face contactul electric cu discul alăturat. Această configurație preia eforturile radiale, cele axiale urmînd a fi suportate de bolțuri. O bobină la care conductorul preia eforturile axiale este bobina din folie, mai rar utilizată. La toate aceste bobine din conductoare masive trebuie să se aibă în vedere că rezistența efectivă poate fi de cîteva ori mai mare decît rezistența în curent continuu, ca urmare a prezenței efectului pelicular.

c. Utilizarea unor concentratoare (modelatoare) de cîmp. Concentratorul este un cilindru metalic masiv despicat în lungul unei generatoare, plasat între bobina inductoare și piesa care se prelucrează. Datorită șlițului, care împiedică închiderea unor linii de curent circulare, prin concentrator circulă un curent care la suprafața exterioară a cilindrului este opus curentului din bobină, iar în interior are același sens. În acest fel bobina este descărcată de efortul radial, dar randamentul procedeului scade întrucîtva. Concentratoarele se utilizează numai atunci cînd nu există alte posibilități de protejare mecanică a bobinei.

d. Bobină pentru o singură formare (Ein-Schuss-Spule) [5]. Cel mai simplu procedeu pentru rezolvarea problemei consolidării mecanice este de a nu asigura bobina în nici un fel la eforturile ce apar, lăsînd-o să explodeze (sau să implodeze). Întrucît părțile bobinei care se deplasează radial au o anumită masă, este necesar un anumit timp pînă la distrugerea bobinei, timp mai mare decît cel necesar pentru deformarea piesei. Evident, este necesar să se ia măsuri speciale de protecție. Aceste bobine pentru o singură formare sînt extrem de ieftine și permit obținerea unor presiuni pînă la 400 kgf/cm^2.

Proiectarea bobinelor inductoare trebuie să aibă în vedere și dimensionarea lor din punct de vedere termic. Bobinele pot fi răcite permanent sau pot fi răcite înainte de utilizare în scopul reducerii rezistivității materialului.

Aplicații ale formării electromagnetice

Nenumărate aplicații ale noului procedeu sînt citate în revistele de tehnologie, prelucrări mecanice, mașini-unelte, electrotehnică [11], [12], [13], [14], [15]. S-au ales o serie de exemple mai interesante prin posibilitatea largă de utilizare în diferite ramuri ale industriei din țara noastră.

În figura 4 este reprezentat un tub expandat prin efect magnetic fără nici un dorn sau matriță. Diferitele diametre ale piesei au fost obținute

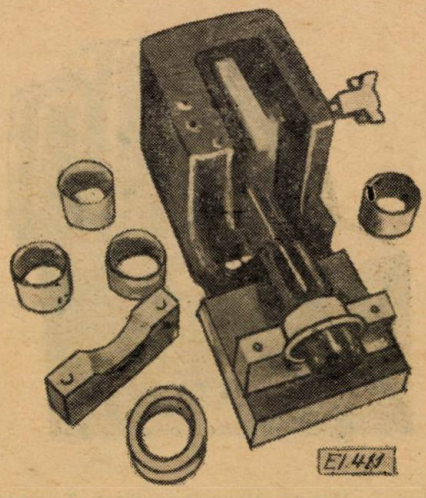


Fig. 10. Formarea unei benzi de aluminiu într-o matriță demontabilă.

variind tensiunea de alimentare a bobinei, deci forța aplicată. Pe figura 2 se vede capătul unui tub căruia i s-a dat o formă stelară prin comprimare pe un dorn de aceeași formă. Figura 10

reprezintă expandarea unei benzi cilindrice de aluminiu într-o matriță demontabilă, cu scopul măririi diametrului și realizării unei borduri laterale. Modul de realizare a unor

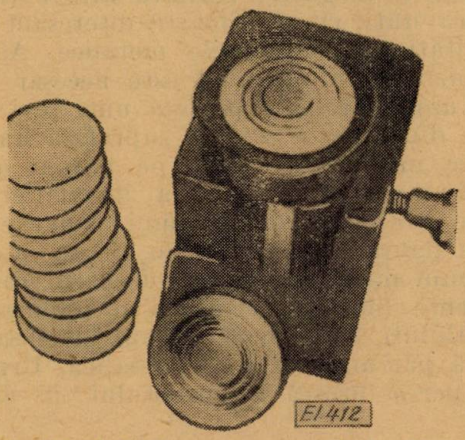


Fig. 11. Ambutisarea unor canale în discuri de aluminiu.

canale concave concentrice într-un disc de aluminiu este redat în figura 11. În stînga se văd discurile neprelucrate, iar pe bobina plată se află un disc deja imprimat.

În figura 5 este reprezentată o îmbinare mult utilizată în industria constructoare de avioane. Pentru comanda avioanelor, în scopul transmiterii unor mișcări de rotație sau liniare, se folosesc țevi de oțel de lungimi pînă la 6 m, diametre 40 mm și grosimi de perete 1 mm. Piesele terminale se consolidează de aceste țevi prin impulsuri magnetice, mult mai simplu și mai corect decît prin presare sau nituire (șuruburile sau niturile slăbesc secțiunea). La fel se consolidează diferite țevi pe piese cu diametrul mai mic (fig. 12). Îmbinarea este etanșă la lichide și gaze, fiind adesea mai rezistentă decît țeava însăși [1]. Materialul țevii se așterne

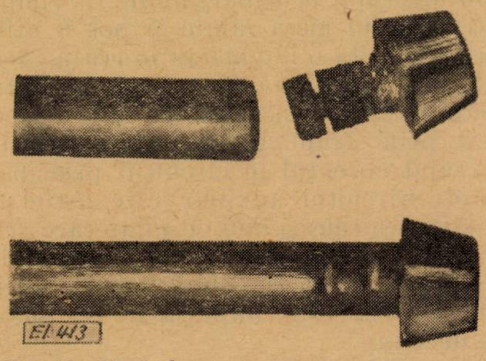


Fig. 12. Piesă de capăt îmbinată cu o țeavă de cupru.

atît de corect în șanțurile piesei interioare, încît etanșarea realizată suportă o presiune de 200 at.

O aplicație interesantă citată în mai multe lucrări este asamblarea micromotoarelor electrice (fig. 13). Rotorul, statorul și scuturile laterale, împreună cu un inel de aluminiu, sînt introduse într-o bobină Magneform și supuse unui impuls magnetic. Banda de aluminiu este comprimată și asigură perfecta asam-

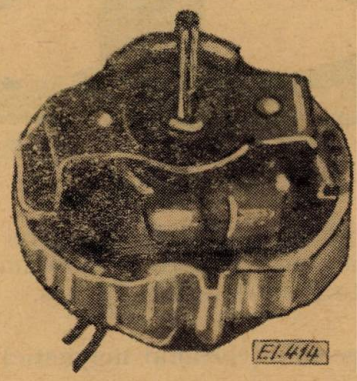


Fig. 13. Asamblarea unui micromotor cu ajutorul unui inel de aluminiu.

blare a motorului, în lipsa oricăror altor piese de prindere.

Procedeul de formare electromagnetică este aplicabil și la consolidarea unor piese metalice

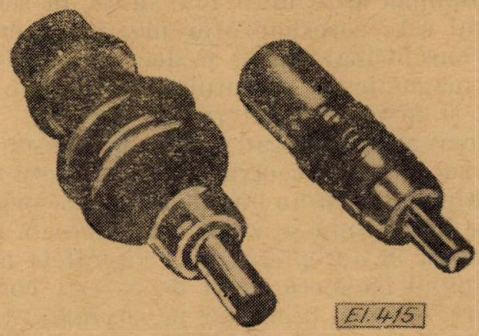


Fig. 14. Piese metalice asamblate cu izolatoare de înaltă tensiune.

pe piese ceramice, cum ar fi prinderea unor terminale pe izolatoare de înaltă tensiune (fig. 14). Aici un avantaj deosebit se obține datorită uniformității presiunii pe suprafața

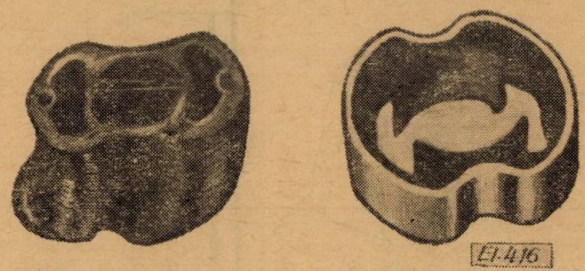


Fig. 15. Asamblarea unui pachet de tole statorice.

inelului, ceea ce asigură presarea uniformă a izolatorului.

La fel se asamblează diferite piese pentru circuitul magnetic al difuzoarelor, se consolidează pachetele de tole statorice (fig. 15) sau

de transformatoare. În figura 16 este reprezentat un inel cu role obținut prin expandare într-o matriță inelară.

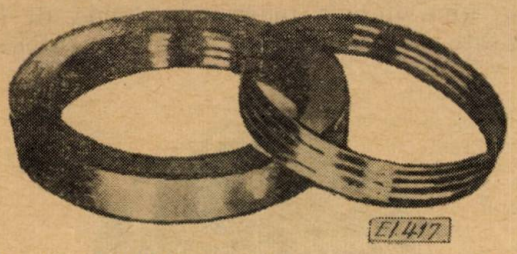


Fig. 16. Inel obținut prin expandare într-o matriță.

Este de prevăzut introducerea procedeului și în industria constructoare de automobile, pentru anumite îmbinări pretențioase.

Aplicații speciale (ciocanul magnetic)

Două cazuri limită ale formării electromagnetice au fost prezentate pentru prima dată în 1962 de Furth și Wanieck de la Advance Kinetics California [16], [17].

Prima aplicație a fost obținută reducînd la o singură spiră bobina inductoare. S-a obținut astfel așa-numitul ciocan magnetic. Inductivitatea bobinei este mult mai mică, în schimb curentul este corespunzător mai mare, creșterea de curent mai rapidă și deci variația cîmpului magnetic și curentului indus este mai rapidă și forța mai puternică.

Cel mai simplu ciocan magnetic este un disc de cupru găurit la centru, avînd o tăietură radială, alimentat cu un impuls de curent printr-o linie de inductanță scăzută. Dacă această spiră este ținută în apropierea unei suprafețe metalice, cîmpul magnetic creat de ea este comprimat între spiră și tablă, iar pe suprafața tablei se exercită o presiune. Dezavantajul acestui ciocan simplu este că presiunea magnetică este mare numai în dreptul suprafeței acoperite de el și scade la zero spre axă. Un alt tip de ciocan, dipolar, cu regiunea de presiune maximă în centru, este reprezentat în figura 17.

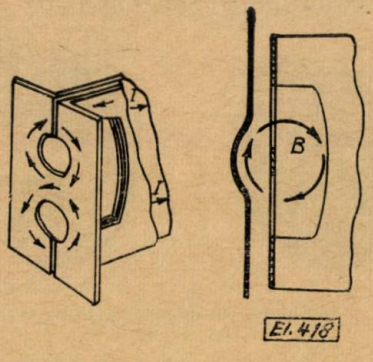


Fig. 17. Ciocan magnetic dipolar.

S-au realizat diferite tipuri de ciocane magnetice, la baza proiectării lor stînd principiul că presiunea magnetică asupra tablei este maximă în dreptul regiunii în care, pe suprafața ciocanului, liniile de curent au densitatea maximă. Un asemenea ciocan, multipolar, poate fi utilizat pentru ondularea tablei.

Procedeul magnetic permite atît obținerea de concavități, cît și — foarte interesant — de convexități pe suprafețele metalice. Aceasta este foarte avantajos cînd este necesar să se obțină umflături pe suprafața unei țevi inaccesibile din interior sau pe suprafața unei foi metalice mari, inaccesibile pe partea opusă. Reprezentarea schematică a instalației care permite obținerea de porțiuni convexe este dată în figura 18. Curentul în ciocan este stabilit acum mult mai încet decît în cazurile precedente (cînd se urmărea o împingere a materialului), astfel încît cîmpul magnetic are timp să pătrundă în foaia metalică. Urmează întreruperea bruscă a curentului în ciocan.

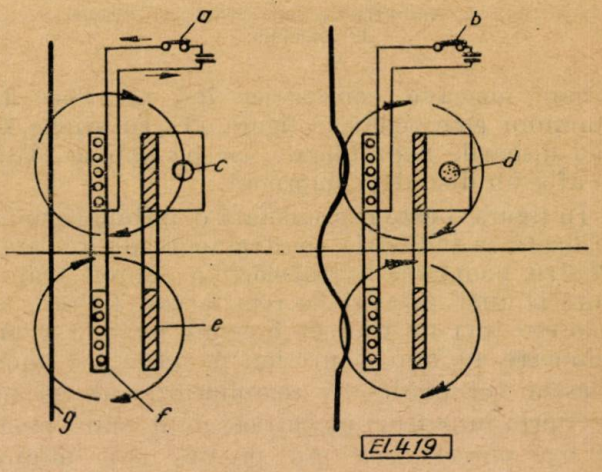


Fig. 18. Schema unui ciocan magnetic pentru obținerea de concavități pe o tablă.

a — circuit principal excitat; *b* — circuit principal întrerupt; *c* — spațiu disruptiv; *d* — spațiul disruptiv străpuns, bobina secundară scurtcircuitată; *e* — bobina secundară (o spiră); *f* — bobină primară (multe spire); *g* — tabla.

Acum cîmpul inductor tinde să dispară, dar, datorită efectului pelicular, liniile de cîmp care au pătruns prin piesă rămîn și pot fi utilizate pentru a exercita o împingere în afară. Aceasta se realizează cu ajutorul unui circuit auxiliar care este deschis la început, dar care se închide automat prin străpungerea unui interval disruptiv, cînd curentul în circuitul principal s-a întrerupt. Circuitul auxiliar este astfel plasat încît înlănțuie aceleași linii de cîmp care străbat piesa. După ce circuitul principal este întrerupt, cîmpul magnetic dintre tablă și ciocan dispare și tabla este împinsă în regiunea eliberată de cîmp.

Un alt procedeu de formare este cel cu contact direct. Ideea pe care se bazează este aceea că, în loc de a induce un curent în piesa ce se prelucrează, acest curent poate fi trecut direct prin piesă, fără serviciul intermediar al unei bobine inductoare. De multe ori acest procedeu realizează economii de energie electrică. Un

exemplu de aplicare a acestui procedeu este dat în figura 19, care reprezintă lărgirea unei ţevi folosind o linie de alimentare coaxială, a cărei jumătate exterioară este chiar ţeava ce trebuie lărgită. Curentul este adus printr-un conductor cilindric şi aplicat piesei printr-un contact de bronz elastic. La partea superioară a ţevii se află un alt contact, care conduce curentul într-un dorn central. Întrucît conductoarele parcurse de curenţi de sensuri opuse se resping, fiecare porţiune de suprafaţă a ţevii este supusă unui efort radial îndreptat în afară. Principiul poate fi folosit pentru realizarea unui ciocan care exercită o presiune foarte uniformă asupra tablei, cu consum mai mic de energie decît ciocanul inductor.

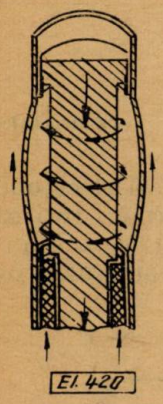


Fig. 19. Formare cu trecerea curentului prin piesa ce se prelucrează.

Avantajele formării electromagnetice asupra procedeelor clasice

Formarea electromagnetică este un procedeu cu care se pot realiza prelucrări cu grad de precizie foarte mare. Utilajul pentru formare nu conţine părţi în mişcare, deci cheltuielile de întreţinere şi exploatare sînt foarte mici. Energia transferată piesei care se prelucrează poate fi reglată exact, influenţîndu-se corespunzător procesul de formare. Procedeul este extrem de flexibil, putînd fi utilizat la piese de diferite forme şi mărimi. Posibilităţile de prelucrare sînt extraordinar de variate, procedeul fiind convenabil atît la producţia de unicate, cît şi la producţia de mare serie şi în flux. La formarea electromagnetică se realizează economii mari de matriţe în comparaţie cu procedeele clasice. Măsurile de protecţie sînt asemănătoare celor ce se iau la alte instalaţii de înaltă tensiune.

Bibliografie

[1] *De Groat, G. H.* High Energy Rate Forming – the Technique for Tomorrow. În: Metalworking Production **106**, nr. 52, 1962, p. 23–32.
[2] *De Groat, G. H.* When to use magnetic forming. În: American Machinist **107**, nr. 2, 1963, p. 93–97.
[3] *Langlois, A. P.* What Magnetic Forming Can Do. În: American Machinist **106**, nr. 2, 1962, p. 92–95.
[4] Preperski, H. Elektromagnetisches Umformen. În: Elektrotechnik und Maschinenbau **82**, nr. 7, 1965, p. 342–349.
[5] *Weimar, G.* Hochgeschwindigkeitsbearbeitung III. Umformung von Blechen und Rohren durch magnetische Kräfte. În: Werkstatt und Betrieb **96**, nr. 12, 1963, p. 893–900.
[6] *Stumpp, D.* Neue Verfahren der umformenden Metallbearbeitung. În: Werkstattstechnik **54**, nr. 1, 1964, p. 5–11.
[7] *De Groat, G. H.* Magnetic Forming. În: Metalworking Production **105**, nr. 23, 1961, p. 65–70.
[8] *** Magnetic Forming. High-Energy Process for Light-Gauge to Medium-Gauge Sheet. În: Aircraft Production, martie 1963, p. 97–100.
[9] *** Magneform magnetic forming machine. În: Machinery **100**, nr. 2 572, 1962, p. 475–476.
[10] *Dietz, H., Lippmann, H. J.* şi *Schenk, H.* Theorie des Magneform-Verfahrens: Erreichbarer Druck. În: ETZ-A **88**, nr. 9, 1967, p. 217–222.
[11] *Gentzsch, G.* Umformen und Fügen mit Magnetismus. În: Bänder, Bleche, Rohre, nr. 3, 1963, p. 126–129.
[12] *Brower, D. F.* Magnetic Pulse Forming. În: Machine Design **34**, nr. 9, 1962, p. 144, 146, 148.
[13] *Langlois, A. P.* Electromagnetic metal forming. În: The Tool and Manufacturing Engineer **46**, 1961, p. 105–108.
[14] *Wick, C. H.* The extending field of applications for magnetic forming. În: Machinery (London) **103**, nr. 2 564, 1963, p. 699–702.
[15] *Park, F.* Energy Rate Metalworking. În: International Science and Technology, nr. 6, 1962, p. 12–23.
[16] *Idelberger, K.* Hochleistungsumformung von Blechen und Profilen mit Magnethämmern. În: Blech, nr. 4, 1963, p. 191–195.
[17] *Furth, H. P.* şi *Wanieck, R. W.* New ideas on magnetic forming. În: Metalworking Production **106**, nr. 18, 1962, p. 50–53.

Intrat în redacţie la 2.VII. 1967

DIN ACTIVITATEA DE CERCETARE

Considerații asupra unui caz particular de condensator electric și asupra posibilității de a se produce curent continuu într-o piesă metalică nedeformabilă

Dumitru Sperlea * — București

CZ 319.4.001.2

Condensatorul electric este una dintre primele piese care au servit la experimentarea fenomenelor electrice și de aceea a fost studiat în aproape toate amănuntele funcționării sale, așa încît s-ar putea spune că nu a mai rămas nimic necunoscut din aceste amănunte. Așa se prezintă situația dacă se privește condensatorul numai din punctul de vedere al posibilității de a încărca sau descărca sarcini electrice. El poate prezenta însă un alt aspect, care poate aduce surprize, dacă este privit dintr-un punct de vedere mai puțin obișnuit, care constituie obiectul acestei lucrări.

Pentru aceasta se admite un caz particular de condensator, la care una dintre armături este un disc A cu diametrul mare, iar cealaltă armătură B este un disc cu diametrul mic, separate printr-un strat de aer de grosimea d, care

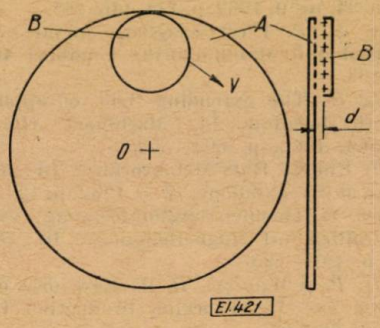


Fig. 1. Armăturile condensatorului și suprafețele electrizate.

constituie dielectricul condensatorului astfel format (fig. 1).

Discul B se poate deplasa pe periferia discului A cu o mișcare circulară față de centrul 0 al sistemului, cu viteza periferică V.

Se încarcă acest condensator astfel încît discul A devine negativ, iar discul B, pozitiv și se rotește discul B în sensul arătat de vectorul V.

Dacă nu se modifică nimic din starea de încărcare a condensatorului și dacă se păstrează grosimea dielectricului constantă, sarcinile electrice acumulate pe suprafețele electrizate trebuie să rămînă aceleași, oriunde s-ar afla discul B în mișcarea sa în jurul centrului 0.

Aceasta fiind prezentarea sumară a dispozitivului, problema care se pune este aceea de a se cunoaște modul cum se deplasează electronii acumulați în discul A, pentru a urmări rotirea discului B. Se știe că sarcinile electrice acumulate într-un condensator se concentrează pe

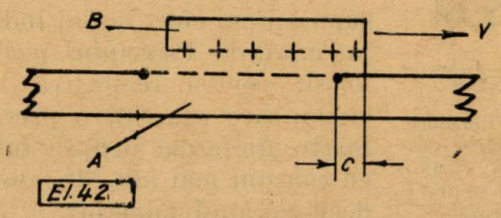


Fig. 2. Alunecarea suprafețelor electrizate.

suprafețele armăturilor și că grosimea peliculei ocupată de aceste sarcini este infimă.

Ipoteza că electronii s-ar deplasa printr-o mișcare de translație, străbătînd această peliculă ca pe un conductor obișnuit nu se poate pune, deoarece rezistența pe care pelicula o opune curgerii electronilor este foarte mare. Întrucît electronii din suprafața electrizată nu se pot deplasa prin translație, deoarece rezistența electrică a peliculei în sensul mișcării constituie un obstacol prea mare, suprafața electrizată însăși rămîne imobilă și tinde să oprească armătura pozitivă din mișcarea ei.

Privind fenomenul din punctul de vedere al eforturilor mecanice care apar în acest sistem, se observă că forța care tinde să deplaseze armătura pozitivă întîmpină o rezistență în tendința sa de a deplasa suprafața electrizată negativ, agentul de legătură între forță și rezistență fiind cîmpul electric. Se poate astfel admite că sub presiunea forței de rotire, suprafețele electrizate nu mai rămîn față în față, ci alunecă una față de cealaltă cu o mică distanță C (fig. 2).

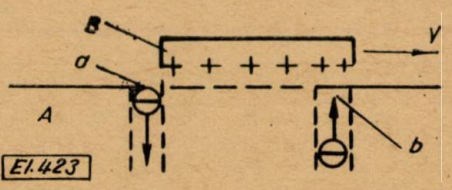


Fig. 3. Deplasări de electroni în armătura A.

Prin această alunecare se modifică echilibrul inițial existent între sarcinile electrice din cele două armături.

Astfel, în figura 3 se deosebește o zonă b, situată în fața discului pozitiv, în care unele

* Ing. *D. Sperlea* este inginer principal la Institutul de cercetări telecomunicații.

sarcini pozitive din armătura B se suprapun peste regiuni neutre din punct de vedere electric și o altă zonă a, așezată în spate, în care unele sarcini negative din armătura A rămîn descoperite în urma deplasării discului pozitiv (fig. 3).

Devine evident că sarcinile pozitive din regiunea b, nesaturate din punct de vedere electric,

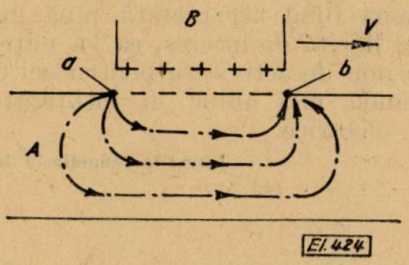


Fig. 4. Curenți de echilibrare, circulînd în profunzimea armăturii.

vor atrage electroni din masa neutră a armăturii A, pentru a reface echilibrul inițial. Imediat ce acești electroni auxiliari și-au luat locul în fața armăturii pozitive, s-a completat cantitatea de electroni inițială. Electronii din regiunea a devin acum inutili și, nemaifiind reținuți de cîmpul sarcinilor pozitive, părăsesc suprafața electrizată și se cufundă în masa neutră a armăturii. În felul acesta, suprafața electrizată negativ din armătura A a avansat cu distanța C, aflîndu-se din nou în fața armăturii pozitive. Armătura B însă efectuează o nouă deplasare, cauzează o nouă alunecare, un nou joc de electroni și așa mai departe.

Se constată că în masa armăturii A se creează un dezechilibru electric, deoarece din regi-

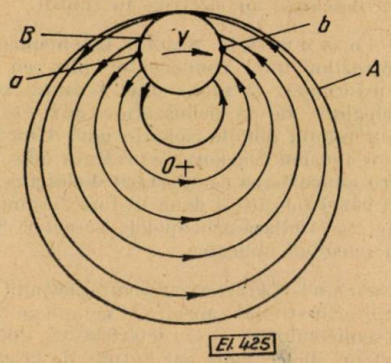


Fig. 5. Curenți de echilibrare, repartizați în întreaga masă a armăturii.

unea b, așezată în fața suprafeței electrizate, în sensul mișcării, se scot în permanență electroni, în timp ce în regiunea a din spate se introduc cantități suplimentare de electroni. Se creează, așadar, între aceste două regiuni, în masa metalului, o diferență de potențial electric care produce un curent de echilibrare, transportînd surplusul de electroni din regiunea a spre regiunea b, pentru a completa lipsa de electroni de acolo (fig. 4 și 5).

În scopul de a se dirija fluxul de electroni, pentru a se apropia sistemul de o soluție practică, se dau armăturilor condensatorului formele arătate în figura 6.

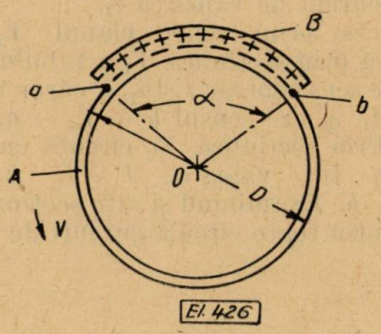


Fig. 6. Condensator cu armături tubulare.

Una dintre armături A este un tub metalic cu diametrul D, iar cealaltă armătură B este o placă de metal ce acoperă tubul A pe o anumită porțiune corespunzătoare unghiului la centru α. Între cele două armături se află un strat de aer care constituie dielectricul. Se încarcă condensatorul astfel format și se rotește tubul A în sensul vectorului V, menținîndu-se armătura B imobilă.

Fenomenele electrice se vor petrece ca și mai înainte, deoarece mișcarea relativă între armături a rămas aceeași. Electronii eliberați din suprafața electrizată vor pătrunde în masa armăturii rotative A în regiunea a. De aici ei se

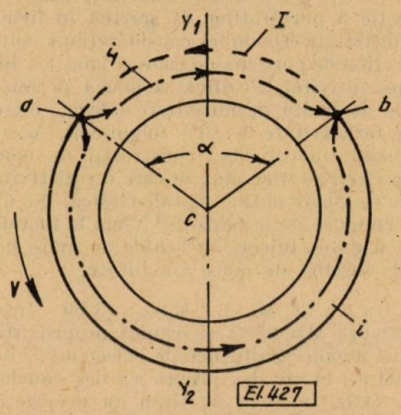


Fig. 7. Ramurile curenților în tubul rotativ.

vor dirija spre regiunea b prin două ramuri, una dintre ele străbătînd distanța $a-b$ prin partea de sus a tubului, iar cealaltă, prin partea de jos (fig. 7) (în figură s-a exagerat grosimea tubului).

Privind întreg ansamblul fenomenelor electrice și luînd ca reper secțiunea Y_1-Y_2, se vor observa trei ramuri de curent.

— Electronii din suprafaţa electrizată, rotiţi de armătură în sensul $b-a$ cu viteza V, constituie curentul de valoarea I.

— Prin regiunea $a - Y_2 - b$ circulă în sensul $a-b$ un curent de valoarea i.

— Prin regiunea $a - Y_1 - b$ circulă în sensul $a-b$ un curent de valoarea i_1.

Luînd ca prim reper planul Y_1-Y_2, se observă că prin secţiunea Y_1 a tubului curg doi curenţi de sens contrar I şi i_1, a căror rezultantă este $I - i_1$ şi are sensul $b - Y_1 - a$, deoarece $I > i_1$. Prin secţiunea Y_2 circulă curentul i, care are tot valoarea $I - i_1$, iar sensul $a - Y_2 - b$. Examinînd şi alte secţiuni, se constată că prin toate circulă curenţi de valoare i, avînd sensul de curgere identic cu acela al vectorului V.

În concluzie se constată că în armătura A se produce un curent continuu, ca urmare a încărcării condensatorului şi a rotirii uneia dintre armături.

Aşa cum a fost intenţia iniţială, problema se referă numai la aspectul calitativ al fenomenelor.

Problema fiind necercetată pînă în prezent şi nefiind lipsită de interes, ea va putea deveni un cîmp nou de activitate pentru cei ce doresc să pătrundă mai adînc în intimitatea fenomenelor electrice.

Intrat în redacţie la 3.VII.1967

RECENZII

CZ 621.315.6.066.6 : 537.311.32

* * * **Efectele de suprafaţă şi interfaţă în dielectrici** (Les effets de surface et d'interface dans les diélectriques). In : Revue Générale de L'Électricité, tom. **76**, nr. 5, 1967, p. 777 — 826.

În opt materiale se discută o serie de probleme legate de efectele de la suprafaţa dielectricilor şi a celor ce apar între feţele a doi dielectrici puşi în contact.

Titlurile articolelor şi principalele probleme tratate sînt prezentate în rezumat în continuare.

1) I. Epelboin, M. Keddam şi I. C. Lestrade. Variaţia unor impedanţe electrochimice în funcţie de frecvenţă (Variation de certaines impédances électrochimiques en fonction de la fréquence). După definirea impedanţei electrochimice şi precizarea condiţiilor experimentale se prezintă unele date rezultate din măsurători efectuate în diverse medii, folosindu-se electrozi solizi.

2) N. J. Felici. Unele consideraţii asupra fenomenului de injecţie a purtătorilor de sarcină în lichide pure de înaltă permitivitate (Quelques considérations sur le phénomène d'injection de porteurs de charge dans les liquides purs de haute permitivité). Purificarea ionică permite obţinerea unor lichide de înaltă permitivitate (alcool, nitrobenzen) la un nivel de rezistivitate de 10^{14} (ohmi/cm). Aceste rezultate duc la aplicaţii industriale : construcţii de condensatoare, generatoare electrostatice etc., la care o rezistivitate de 10^{11} ohmi/cm nu se poate obţine pe cale clasică. Se discută aplicarea unor cîmpuri înalte peste 10^4 V/cm la instalaţiile amintite pentru a putea injecta în lichide de mare permitivitate purtători de sarcină de mare mobilitate.

3) F. Kover şi M. I. Musselin. Influenţa electrolitului asupra structurii şi asupra proprietăţilor straturilor de oxizi anodici (influence de l'électrolyte de formation sur la structure et sur les propriétés des couches d'oxydes anodiques). Oxizii anodici de titan au proprietăţi fizice şi electrice în raport cu elementele care le compun. Acest fenomen prezintă importanţă în exploatare, deoarece capacitatea specifică şi randamentul sînt superioare faţă de straturi formate din alte materiale.

4) G. Brière şi F. Gaspard. Efectele de electrod şi injecţia de purtători în apă pură supusă unui cîmp electric intens (Effets d'électrode et injection de porteurs dans l'eau pure soumise à un champ électrique intense). Apa pură, supusă unui cîmp electric intens în regim de impuls, prezintă două moduri de conducţie : unul datorit disocierii termice într-un cîmp slab, iar celălalt se datoreşte recombinării ionilor din interiorul lichidului supus la cîmpuri puternice. Se indică rezultatele experimentale şi aplicaţiile practice ale fenomenului studiat.

5) R. Guizonnier şi R. Sahun. Tensiunile reziduale între electrozi fixaţi într-un lichid izolant şi supuşi unei tensiuni continue (Tensions résiduelles entre électrodes plongeant dans un liquide isolant et soumises à une tension continue). După indicarea schemei experimentale se trasează curbele de variaţie a tensiunii reziduale şi a polarităţii dielectricului în funcţie de tensiunea aplicată.

6) C. W. Smith, K. C. Kao şi J. M. Calderwood. Procesele de conducţie în n-hexan (Processus de conduction dans le n-hexane). Tehnica amplificării imaginii se foloseşte pentru separarea diferitelor procese de conducţie. Astfel, s-a constatat că emisia luminescentă apare totdeauna în regiunea catodică, chiar la cîmpuri mai slabe decît cele disruptive. Aceste rezultate explică în mare parte ionizarea şi începerea descărcărilor electrice în tuburi.

7) K. Piotrowski. Studiul fenomenologic al polarizării electrozilor unui condensator plin cu ulei izolant pentru transformator şi supus unei tensiuni înalte (Étude phénomènologique de la polarization aux électrodes d'un condensateur rempli d'huile isolante pour transformateur et soumis à une tension échelon). Se prezintă măsurătorile efectuate pentru cunoaşterea comportării dielectrice a unui condensator în cazul folosirii a două uleiuri de umplere de calităţi diferite. Se studiază principalele caracteristici în funcţie de variaţia tensiunii aplicate.

8) R. Nanoni. Caracterizarea interacţiunii semiconductor dielectric prin studiul capacităţii complexe a structurilor metal-oxid-semiconductor (Caractérisation de l'interface semiconducteur diélectrique par l'étude de la capacité complexe des structures métal-oxyde-semi-conducteur). Materialul se încheie cu rezumatul discuţiilor purtate asupra articolelor care au fost supuse unui cerc larg de specialişti. Rezumatele arată importanţa teoretică şi practică a temelor tratate şi subliniază concluziile pentru activitatea prezentă şi viitoare din domeniul construcţiei şi exploatării aparatajului electric.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.015.533 : 537.564

Kucinskii, G. S. **Variaţia intensităţii descărcărilor parţiale iniţiale în funcţie de tensiune** (Zavisimosti intensivnosti nacialnih ceasticinih razriadov ot napriajeniia). In: Elektriceskaia Izoliaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 91—99, 3 fig., 5 ref. bibl.

Problema ionizării în dielectricii tehnici este în centrul atenţiei cercetătorilor din domeniul izolaţiei electrice.

Studiile de pînă acum se axau pe determinările experimentale ale ionizării în cele trei faze: de început, în faza premergătoare străpungerii şi în perioada distrugerii fizice. Aceste determinări se efectuau prin mai multe metode, care, în esenţă, erau în funcţie de tensiunea aplicată dielectricului.

Autorul merge pe calea determinării analitice a fenomenului ionizării de început.

Paralel se fac determinări experimentale ale numărului de descărcări parţiale pe secundă în funcţie de tensiune, pentru dielectricii cu grosimea de 80 μ (la frecvenţa de 50 Hz).

Rezultatele studiului analitic corespund cu datele din experimentări.

A. B.

CZ 621.3.048.1 : 620.197.7

Polozova, P. V. **Folosirea vidului la impregnarea bobinajului** (Primenenie vakuuma pri propitke obmotol). În: Elektriceskaia Izoliaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 141—145,. 4 fig. 1 tab., 5 ref. bibl.

Pentru a studia influenţa vidului în procesele de impregnare a bobinajelor electrice, autorul experimentează patru regimuri, şi anume:

1 — bobinele se impregnează prin imersiune la presiunea atmosferică, timp de 60 min;

2, 3 şi 4 — bobinele se deshidratează în prealabil sub un vid (variabil pentru fiecare regim) timp de 30 min. Sub acest vid se impregnează cu un compound poliesteric, fără solvent, timp de 3 — 5 min. După aceea bobinele aflate în compoundul de impregnare sînt lăsate la presiunea atmosferică timp de 30 min. În sfîrşit, bobinele sînt polimerizate într-un cuptor cu circulaţie de aer cald.

Criteriile calităţii impregnării sînt: mărirea greutăţii bobinajelor şi profunzimea impregnării (gradul de pătrundere a impregnantului lichid).

Rezultatele studiului arată că în varianta I (imersiune fără vid), creşterea de greutate este de 1,4%. În varianta a II-a (impregnare sub un vid de 450 mm col Hg), $\frac{\Delta g}{g} = 5\%$ şi ajungînd în varianta IV (impregnare sub un vid de 15 mm col Hg) la $\frac{\Delta g}{g} = 7{,}6\%$.

În concluzie, se arată că pentru bobinajele cu un număr mare de conductoare izolate cu emailuri, vidul de 0,98 at, respectiv 15 mm col Hg, este optim, asigurîndu-se penetrarea maximă a impregnantului.

A. B.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.33.027.6.002

Derippe, M. J. **Evoluţia concepţiei şi a tehnicilor de realizare a motoarelor asincrone mari la tensiune înaltă** (Evolution de la conception et des techniques des gros moteurs asynchrones à haute tension). In: Revue Générale de L'Électricité, tom. **76**, nr. 5, mai 1967, p. 757 — 774.

Se discută o serie de probleme privind construcţia motoarelor electrice de mare putere care vor funcţiona cu tensiune înaltă. Principalele subiecte dezvoltate sînt următoarele: a) evoluţia rotoarelor motoarelor asincrone de mare putere; b) perspectiva motoarelor cu rotorul în scurtcircuit; c) motoare asincrone din cadrul centralelor electrice; d) încercări ale bobinelor statorice la motoarele de mare putere; e) ameliorarea izolaţiei motoarelor asincrone de putere mare şi proiectate să funcţioneze la tensiune înaltă; f) etanşeităţile înfăşurărilor statorice; g) probleme legate de viteza motoarelor asincrone de mare putere.

Se indică unele relaţii de calcul ale principalelor mărimi caracteristice şi se trasează curbele de variaţie a cuplului în funcţie de viteză. Se dau unele scheme de conexiuni între bobinaje. Se fac consideraţii asupra unor motoare de mare putere 700 kW la 600 rot/min şi 1 400 kW la 750 rot/min. În ambele cazuri, tensiunea de alimentare este de 5 500 V. Asupra acestor motoare se fac încercări de experimentare la regimuri grele de pornire şi funcţionare, arătîndu-se într-o tabelă datele obţinute la măsurători. Materialul este însoţit de o serie de păreri ale specialiştilor din proiectarea, construcţia şi exploatarea unor asemenea motoare asincrone.

A.C.

CZ 621.315.5 *Întreruptoare*

CZ 621.315.59.004.6 Ba Ti

Kokin, V. I. **Îmbătrînirea electrică a titanului de bariu polikristalic în cîmp electric continuu** (Elektriceskoe starenie polikristaliceskovo titanato bariia v postoiannom elektriceskom pole). In: Elektriceskaia Izoliaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 66—69, 4 fig., 6 ref. bibl.

În condensatoarele ceramice, titanatul de bariu folosit ca dielectric este supus acţiunii unor puternice cîmpuri electrice în curent continuu. Ţinînd seamă şi de acţiunea temperaturilor ridicate de lucru, caracteristicile se modifică simţitor, ajungînd după o anumită durată la străpungerea dielectricului.

Pentru studiul îmbătrînirii au fost alese discuri din titanat de bariu tehnic care au fost supuse la intensităţi ale cuptoarelor electrice între 50 şi 800 V/mm şi la temperaturi între 100 şi 260°C.

Concluziile studiului sînt următoarele:

1. Variaţia densităţii curentului în procesul de îmbătîrnire electrică a materialelor ceramice cu structuri cristalice diferte are un caracter identic, ceea ce duce la presupunerea mecanismului unic al îmbătrînirii pentru aceste materiale ceramice.

2. Titanatul de bariu, îmbătrînit la temperaturi superioare sau inferioare punctului Curie, îşi păstrează caracteristicile sale segnetto-electrice şi prin urmare, în procesul de îmbătrînire structura reţelei cristaline nu se schimbă.

3. Modificările în repartizarea potenţialului cîmpului electric pe grosimea epruvetei ceramice, produse în procesul de îmbătrînire, se consideră a fi legate de apariţia unor colorări ale ceramicei şi modificări locale ale conductibilităţii electrice.

A.B.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.613.1 : 536.212.3

Brsezanskii, V. I. ş.a. **Materiale pe bază de mică pentru a lucra la temperaturi între 400—600°C** (Materiali na osnove slindoplasta dlia raboti pri temperaturah 400—600°C). In: Elektriceskaia Izoliaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 61—65, 5 fig., 2 ref. bibl.

Pentru unele domenii din radio şi electrotehnică se cer dielectrici care să lucreze la temperaturi ridicate. În acest scop se studiază comportarea la temperaturi între 400—600°C a unor materiale pe bază de mică. În esenţă, aceste materiale cu denumirea „slindoplast" folosesc mica gen Flugoprit şi lianţi silico-organici.

Studiul dielectric al acestor materiale se efectuează prin variaţia caracteristicilor: tg δ, ε şi ρv în funcţie de temperatură (20 — 600°C), la frecvenţele 50 şi 1000 Hz.

Întrucît aceste materiale sînt destinate a lucra timp îndelungat sub temperaturi ridicate, se studiază variaţia caracteristicilor dielectrice după menţinerea timp de 1000 ore la temperatura de 600°C. Rezultatele arată că: tg δ, ε şi ρv şi-au îmbunătăţit valorile şi numai E_{str} şi-a micşorat valorile.

Pentru comportarea în atmosferă cu umiditate ridicată se studiază caracteristicile dielectrice la epruvete menţinute la 97% umiditate. *A. B.*

CZ 621.317 *Măsurări electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.735 : 621.315.615

Bondarenko, P. N. **Celule de măsură pentru studiul caracteristicilor dielectrice ale dielectricilor lichizi** (Izmeritelnie iaceichi dlia issledovania elektriceschih svoistv jitchih dielektrikon). In: Elektriceskaia Izoliaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 70 — 77, 7 fig., 1 tab., 11 ref. bibl.

Pentru caracterizarea dielectrică a unui izolant lichid este necesar un electrod tip celulă, care să corespundă următoarelor cerinţe: 1) volum redus de lichid, circa 50 cm³; 2) capacitatea cu dielectricul aer să fie de cel puţin 50 pF (pentru a intra în gabaritul punţilor de măsură); 3) materialele celulei să fie compatibile cu dielectricii lichizi studiaţi; 4) construcţia să permită accesibilitatea uşoară la operaţiunile de curăţare, şi 5) posibilitatea ermetizării în scopul măsurării la temperaturi joase.

Se trec în revistă electrozi clasaţi în două categorii principale: cu trei electrozi (cu inel de gardă) şi cu doi electrozi (fără inel de gardă).

În privinţa materialelor, pentru electrozii destinaţi măsurătorilor la uleiuri minerale, se foloseşte alamă sau oţel cromat.

La electrozii pentru materiale sintetice clorurate sau lichide fluorurate, cînd intervine pericolul prezenţei ionilor de clor sau fluor, se pune problema unei protecţii speciale. În acest caz se foloseşte o dublă acoperire: nichelul ca strat-suport, iar deasupra crom, argint sau platină.

A. B.

CZ 621.318 *Magnetism*

CZ 621.318.22

Fahlenbrach, H. **Bazele magneţilor permanenţi moderni** (Grundlagen der modernen Dauermagnete). In: ETZ-B, nr. 12, iunie 1967, p. 345—349, 2 fig., 4 grafice.

În tehnică sînt tot atît de importanţi în utilizarea lor magneţii obişnuiţi (fierul pur) ca şi magneţii permanenţi, ale căror particule sînt atît de mici încît nu pot fi văzute decît cu microscopul electronic. O fotografie realizată pe cale electronică prezintă secţiunea prin coercită, unul din aliajele Alnico cu un cîmp coercitiv deosebit de puternic. O altă categorie de magneţi permanenţi o formează feritul, la care structura cristalelor este diferită de cea a aliajelor Alnico. În ambele cazuri, direcţia spontană a magnetizării, adică direcţia principală, este cea obţinută la început prin energii foarte puternice, prin energii anizotropice fără influenţa vreunui cîmp exterior. După cîteva consideraţii privind mai în amănunt structura magneţilor permanenţi se explică producerea lor (în cîmpuri magnetice sau electromagnetice foarte puternice etc.) şi metoda cea mai economică a utilizării lor. Punctul de lucru cel mai economic coincide cu punctul (B H) max, a cărui construcţie este arătată în articol. Sînt comparaţi apoi din punctul de vedere al construcţiei şi însuşirilor lor magneţii permanenţi simpli cu sistemele de magneţi permanenţi. Se dă şi o formulă cu care, în funcţie de inducţie şi de secţiunea respectivă, obţinem un cîmp între polii unui cîmp magnetic. La magneţii de ridicat, inducţia trebuie urcată pînă la 15 000 G în polii magnetului, care trebuie dimensionaţi în consecinţă, ţinînd seamă de formulă. Se atrage atenţia asupra rolului pe care îl are fierul la legăturile magnetice (forma polilor la maşini etc.), avînd în vedere duritatea mecanică a magneţilor propriu-zişi ai polilor. Urmează calculul magneţilor permanenţi. Articolul se încheie cu cazurile magnetismului remanent, arătîndu-se în trei grafice fenomenele care intervin la utilizările remanenţei şi ale magneţilor permanenţi.

Gh. C.

CRONICĂ

Reuniunea anuală a Comisiei Electrotehnice Internaţionale la Praga

În intervalul 12—24 iulie a.c. a avut loc la Praga Reuniunea anuală CEI, la care a participat şi o delegaţie a ţării noastre. În rubricile revistei se vor publica informaţii privind stadiul lucrărilor de normalizare în principalele comitete, care au ţinut şedinţe la Praga.

Comitetul 32 (*siguranţe fuzibile*). Acest comitet a întocmit două proiecte:

32 (B C) 105: Definiţii privind siguranţele fuzibile, prima parte, document emis în iunie 1967 şi supus aprobării comitetelor naţionale după regula celor şase luni;

32 (S) 110: Definiţii, partea a doua, emis în iunie 1967 şi întocmit de grupa de lucru nr. 1. Acest document este supus observaţiilor comitetelor naţionale.

Definiţiile astfel pregătite ar trebui să fie generale şi comune pentru siguranţele de înaltă tensiune, joasă tensiune şi miniatură.

Deşi documentele menţionate au ajuns la comitetele naţionale în ajunul sesiunii, deci prea tîrziu ca ele să fie examinate de comitetele naţionale, preşedintele a insistat ca delegaţii să-şi exprime opinia asupra posibilităţii de a clasifica elementele de înlocuire în clasele *a* (de însoţire), *g* (de uz general) şi *n* (rapide). S-a mai propus clasificarea *FF* (ultrarapide); *F* (rapide); *T* (cu întîrziere); *T T* (cu foarte mare întîrziere). În cele din urmă s-a acceptat punctul de vedere al delegatului nostru, că, deoarece caracteristica de protecţie se adaptează la obiectul protejat şi cum aceste obiecte diferă în înalta tensiune, joasa tensiune şi aparate mici, fiecare subcomitet (32 A, 32 B, 32 C) să stabilească clase proprii după caracteristica de protecţie.

În cadrul comitetului s-a aprobat propunerea făcută de subcomitetul 32 C pentru definirea domeniului siguranţelor miniatură, şi anume: capacitatea de rupere $I < 2\,000$ A; tensiunea nominală $U < 550$ V; curentul nominal.

Pentru curentul nominal urmează a se face precizări ulterioare.

S-a recomandat comitetelor 32 B şi 32 C de a se informa reciproc asupra stadiului lucrărilor, ţinînd seamă că domeniile se pot suprapune, mai ales în domeniul încercărilor la curenţii critici (2 000 A).

Subcomitetul 32 A (siguranţe fuzibile de înaltă tensiune). La reuniunea de la Bucureşti, comitetul 32 A, din septembrie 1966, s-a discutat documentul 32 A (BC) 4, proiect de recomandări pentru siguranţe fuzibile limitatoare de înaltă tensiune. Acest document a fost redactat definitiv şi trimis în martie 1967 spre aprobare comitetelor naţionale, după regula celor şase luni. Din lipsă de timp nu s-a putut discuta la Bucureşti şi documentul 32 (S) 14, relativ la siguranţele cu expulzie, astfel încît acesta a fost discutat la Praga.

Siguranţele de înaltă tensiune cu expulzie nu se fabrică în Europa continentală, ci mai ales în S.U.A. şi Anglia. Practica europeană se bazează pe utilizarea siguranţelor limitatoare, în timp ce practica din S.U.A. este de a folosi siguranţe de expulzie în locul întreruptoarelor de putere. Dar chiar în S.U.A. există tendinţa de a se introduce cît mai mult siguranţele limitatoare.

Interesul pentru CER, la discutarea documentului privind siguranţele cu expulzie, îl prezintă mai ales condiţiile de încercare ale siguranţelor fuzibile. Astfel, pentru limitele frecvenţei s-a admis tabela :

Valoare nominală	Folosire	Încercare
60 Hz	58—62 Hz	58—62 Hz
50/60 Hz	48—62 Hz	48—52 H6

Unghiul de închidere, considerat din momentul trecerii tensiunii sursei prin valoarea zero şi momentul producerii scurtcircuitului, a constituit subiectul unei dezbateri largi. Grupa de lucru a propus patru serii de încercări : la 0, 45, 90 şi 135 grade electrice. În final s-au acceptat numai trei serii de încercări, şi anume : pentru 0° : — 5 la 15° ; pentru 90° : 85 la 105° ; pentru 135° : 130 la 150°.

Încercarea la 0° conduce la un efect electrodinamic maxim, întrucît componenta aperiodică a curentului de scurtcircuit este maximă. Încercarea la 90° conduce la o solicitare dielectrică maximă, întrucît tensiunea de restabilire, la trecerea curentului prin valoarea zero, are valoare maximă. Încercarea la 135° reprezintă o încercare grea în serviciu pentru situaţia cînd arcul electric nu este atins la prima trecere prin valoarea zero, iar energia dezvoltată este maximă.

Mai trebuie menţionat că s-a dat şi o interpretare statistică a încercărilor la capacitatea de rupere, interpretare care va apărea în proiectul de recomandare.

S-a acceptat ca documentul 32 (BC) 4 să fie redactat sub formă finală pe baza observaţiilor primite la întrunirea comitetului la Praga şi să fie apoi distribuit comitetelor naţionale spre aprobare, după regula celor 6 luni.

Subcomitetul 32 B (siguranţe fuzibile de joasă tensiune). La reuniunea comitetului 32 B la Bucureşti, în septembrie 1966, s-au pus la punct recomandările pentru siguranţe fuzibile de joasă tensiune cu mare putere de rupere pentru folosire industrială. Acest proiect redactat din nou şi simbolizat 32 B (BC) 4 a fost difuzat în ianuarie 1967 comitetelor naţionale pentru a fi aprobat după regula celor şase luni. Proiectul menţionat cuprinde numai prima parte, intitulată reguli generale.

În cadrul sesiunii de la Praga s-au făcut aprecieri asupra standardizării caracteristicilor fuzibililor conform documentului 32 B (S) 15 şi s-a discutat în mod general standardizarea dimensiunilor fuzibilelor de joasă tensiune. De asemenea s-au făcut comentarii asupra siguranţelor de curent continuu şi asupra capacităţii de a suporta suprasarcina sau sarcina de lungă durată.

Sarcina de lungă durată. Criteriul de calitate al siguranţei fuzibile constă în capacitatea de a rezista la sarcina de lungă durată de 1 000 h la un curent egal cu cel nominal. Condiţia care se cere este de a nu se topi fuzibilul, deşi în mod suplimentar se cere a se măsura rezistenţa electrică înainte şi după încercarea de 1 000 h. Nu s-a stabilit nici o valoare relativă pentru variaţia de rezistenţă. De asemenea, siguranţa trebuie să reziste la o suprasarcină constînd din 50 impulsuri de curent, a cărui valoare şi durată se stabilesc din curba de timp-curent.

Siguranţele de curent continuu. Pentru siguranţele de curent continuu, joasă tensiune, s-au stabilit valori pentru încercarea la capacitatea de rupere, circuitul de încercare avînd o constantă de timp cuprinsă între 15 şi 20 ms.

Standardizarea caracteristicii de protecţie. Figura 1 din documentul 32 B (BC) 4 a fost modificată şi s-au adus precizări privind modul de verificare prin puncte a caracteristicii de topire.

Standardizarea dimensiunilor. Din discuţii s-a ajuns la concluzia că forma constructivă şi folosirea siguranţelor de joasă tensiune comportă două practici. Practica din Europa continentală stabileşte două grupe, şi anume :

Grupa de uz industrial şi domestic (siguranţe cu filet)	curent nominal	15—100 A
	capacitate de rupere	6—33 kA
Grupa de uz industrial (siguranţe cu contacte plane)	curent nominal	100 A
	capacitate de rupere	50 kA

Practica din Anglia distinge două grupe (de uz domestic şi industrial) cu suprapunere parţială în domeniul curenţilor.

S-a stabilit trimiterea unui chestionar fiecărui comitet naţional şi formarea a două grupe de lucru pentru a culege datele din chestionare şi a face o propunere de normalizare a dimensiunilor, după cele două practici.

Gh. Hortopan

ANIVERSĂRI

CZ 92 Faraday 621.3(092)

MICHAEL FARADAY

(1791 — 1867)

Emoţia noastră, a întregii omeniri în faţa personalităţii lui Michael Faraday, nu izvorăşte numai din respectul ce îl acordăm unui mare, unui foarte mare om de ştiinţă, şi nu se datoreşte nici faptului că descoperirile lui ştiinţifice au contribuit mai mult decît ale altor savanţi la făurirea lumii în care trăim, la extinderea considerabilă a revoluţiei tehnico-ştiinţifice. Este covîrşitoare impresia pe care o trezeşte în noi condiţia lui socială şi lupta lui plină de renunţări, plină de generozitate, de modestie, dusă fără încetare numai pentru a putea cunoaşte, a pătrunde şi a descoperi legile intime ale naturii fizice, cu scopul de a le utiliza pînă la sfîrşit spre binele omenirii.

Viaţa şi opera lui Faraday ne par aproape de necrezut, ca un roman. Dintr-un biet ucenic legător de cărţi să ajungi laborant, asistent, apoi profesor şi pînă la urmă membru al unei societăţi exclusiviste ca Societatea Regală Engleză, să cîştigi o faimă mondială, plecînd de la nimic, fără sprijin, fără mijloace, numai prin muncă neîncetată şi prin merite proprii!

Putea-vor tinerii studioşi contemporani să înţeleagă vreodată dificultăţile care au stat în calea lui Faraday, să compare condiţiile oferite lor de societate pentru a învăţa, cu cele ale unui autodidact absolut ?

Michael Faraday, fiul fierarului din Newington Butts, lîngă Londra, s-a născut în ziua de 22 septembrie 1791. După ce a urmat cîteva clase primare a rămas orfan de tată şi a fost nevoit la 12 ani să se angajeze ca ucenic la un librar care era şi legător de cărţi. Contactul cu cărţile l-a fascinat pe Faraday toată viaţa. Setea lui de cunoaştere era fără margini ; pentru ea era în stare să facă orice sacrificiu. Orice carte pe care o lega, o studia aprofundat, citind toată noaptea dacă era nevoie.

Interesul lui pentru chimie şi fizică s-a născut din examinarea unor cărţi de popularizare şi a Enciclopediei britanice, pe atunci la primele ei ediţii. A frecventat cursuri serale de fizică şi astronomie. Avea un deosebit dar de a interpreta şi explica fenomenele observate. Şi-a instalat un mic laborator de chimie în podul unui grajd şi a obţinut permisiunea de a asculta în anul 1812 lecţiile marelui chimist şi fizician Humphry Davy, membru al Societăţii Regale din Londra. Notiţele

excepţionale ale ucenicului l-au surprins pe Davy, care, după plecarea unui laborant al său, l-a angajat în acel post. Faraday s-a instalat într-o cameră din mansarda Societăţii Regale şi, cu timpul, a devenit nu numai un rival al lui Davy, dar un membru glorios al acelei societăţi care echivala cu academia altor ţări.

Avînd la dispoziţie o bogată bibliotecă ştiinţifică, laborantul nu a încetat să citească, să înveţe şi să-şi lărgească orizontul ştiinţific.

După ce la începutul activităţii sale ştiinţifice autonome se preocupase mai mult de chimie şi a devenit profesor în acest domeniu cu o oarecare continuitate pe acea vreme, Faraday a trecut, la o solicitare a unei redacţii ştiinţifice, la studiul fenomenelor electromagnetice. Experimentator neobosit şi cu o putere neobişnuită de interpretare, el şi-a continuat activitatea după ce a reprodus întocmai experienţele lui Oersted şi Ampère privind evidenţierea forţelor între conductori străbătuţi de curenţi şi magneţi permanenţi. În 1821, el a reuşit, prin construcţia ingenioasă a unui aparat, să demonstreze mişcarea rotativă naturală a magneţilor şi conductorilor, un model schematic al electromotorului care a fost pus la punct abia după 60 de ani. După 10 ani de preocupări cu problemele electromagnetismului, Faraday a ajuns la concluzia că spaţiul dintre corpuri electrizate sau magnetice ia parte activă la transmiterea forţelor şi acţiunilor electromagnetice, el fiind plin de linii de forţă, care au fost puse şi experimental în evidenţă prin spectrele de pilitură de fier. Astfel, Faraday a devenit promotorul teoriei acţiunii din aproape în aproape, în contradicţie cu teoria acţiunii la distanţă, propagată de gînditorii idealişti şi de unii savanţi desprinşi de realităţi.

Într-o comunicare memorabilă prezentată la 24 noiembrie 1831, Faraday descoperă, după îndelungate studii experimentale, inducţia electromagnetică, expune teoria liniilor de forţă ca bază a cîmpului electric şi magnetic şi prezintă schema dinamului, respectiv a transformatorului. Această zi a însemnat începutul electrotehnicii. În următoarele trei decade sînt de înregistrat: descoperirea legii lui Lenz şi a regulii tirbuşonului de către Maxwell, precum şi a bobinei lui Ruhmkorff, în sfîrşit, elaborarea transformatorului tehnic de către Tesla, Dobrowolski, Blathy şi alţii, de asemenea perfecţionarea construcţiei de către Gramme, Paccinotti ş.a., a unor dinamuri, maşini cu electromagneţi, generatoare de curent continuu.

În ciuda modestiei sale excesive, Faraday şi-a dat seama, aşa cum reiese din textul comunicării sale, de importanţa covîrşitoare a descoperirilor sale şi de posibilităţile largi de aplicare a acestora.

Faraday nu avea talent pentru abstractizări. De aceea el şi-a prezentat descoperirile fără întrebuinţarea unor formule matematice. A trebuit ca un foarte mare matematician şi fizician, compatriotul său James Clark Maxwell, să îmbrace într-o haină matematică perfectă legile cîmpului electromagnetic descoperite experimental de Faraday.

Într-o următoare serie de comunicări, Faraday stabileşte şi dovedeşte identitatea curenţilor electrici produşi prin acţiuni electrostatice, electrochimice şi electromagnetice, şi apoi descoperă selfinducţia.

Nu putem încheia această scurtă trecere în revistă fără a ne opri asupra descoperirii legilor electrochimiei şi electroliţilor. Dintre acestea, prima, aceea a echivalentului chimic al electricităţii, care a dus la explicarea numărului lui Avogadro, a avut cea mai mare importanţă pentru teoria atomică modernă. Faraday a prevăzut şi în acest caz valoarea descoperirii sale, enunţînd că valenţa şi afinitatea elementelor chimice se datoresc forţelor exercitate de componentele lor electrice.

Faraday a mai prevăzut dezvoltarea industrială care se baza pe fenomenele electromagnetice şi electrochimice. El a urmărit personal aplicarea în practică a unora dintre descoperirile sale.

Numărul comunicărilor originale prezentate la Societatea Regală din Londra de către Faraday a fost neobişnuit de mare, dar şi mai extraordinară ne pare azi importanţa acestor descoperiri.

El a murit cu un secol în urmă, la 25 august 1867. Pe drept cuvînt Faraday a fost socotit, de către majoritatea oamenilor de ştiinţă consultaţi, ca primul dintre cei 50 de savanţi ai secolului trecut.

U.N.E.S.C.O. a comemorat anul acesta împlinirea a 100 de ani de la moartea acestui mare om de ştiinţă.

Bibliografie

[1] *Leonida, D.* Michael Faraday. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[2] * * * La Science, ses progrès, ses applications. Paris, librairie Larousse.

Acad. *Aurel Avramescu*

SCURTE ŞTIRI

La termistorii cu strat subţire denumiţi şi thinistori, stratul termistor are o grosime de 5 μm. Purtătorii acestor straturi sînt: titanatul de bariu, oxidul de beriliu, siliciu, cuarţ sau aluminiu. Avantajele acestor termistori sînt: sensibilitate mare şi inerţie termică mică. Datorită acestor calităţi se pot întrebuinţa în electronica medicală, cromatografia gazelor etc.

Din: ETZ – B, nr. 26, 1966.

Un releu microminiaturizat cu dimensiunile de 7 mm × × 11 mm × 13 mm conectează 1 A la 28 V. Pentru excitaţie sînt necesari 200 mW. Greutatea unui releu cu un contact comutator este de 1,8 g.

Din: ETZ – B, nr. 26, 1966.

În prezent se construieşte în S.U.A. cea mai mare centrală atomică cu o putere de 2,2 GW de către General Electric. Centrala va avea doi reactori cu răcire cu apă, fiecare de 1,1 GW.

Din: ETZ – B, nr. 24, 1966.

În reactorul Centrului de cercetări din Ispra (Italia) s-a reuşit să se obţină transformarea energiei nucleare în energie electrică cu ajutorul unor elemente termoionice cu o putere de 180 W.

Din: ETZ – B, nr.23, 1966.

CONTENTS

DC 621.3.014.1 – 537.312.8

Andreescu, N. : **A method for determining the electric conductibility of massive isotropic and anisotropic bodies.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, nov 1967, p. 397 – 404

A method of measuring the resistivity of massive conductors by means of a four-contact device applied to the surface of the piece is described. By finding the solution of the field equations for the infinite homogenous and anisotropic space and by using the method of the electric images it is possible to deduce the relations utilizable for different forms of conductor pieces. These relations are simplified by introducing some corrective factors, expressed analytically and represented graphically. An electrode device is suggested for measuring the resistivity of electrolytes and the factors liable to introduce measuring errors are studied.

DC 621.3.016.25 :538.551.43

Nedelcu, N. V. : **Concerning the establishment of the physical sense of the reactive power.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, nov 1967, p. 404 – 410

The paper establishes the physical correspondance (23) of the expression of the instantaneous reactive power proposed by the author in previous works. The power exchange taking place through the common terminals of a synchronous generator and of the network to rohich it is coupled in a permanent electromechanical regime is analysed for this purpose.

DC 621.313.1 :681.14

Novac, I. : **Analogical and digital computers in the study and construction of electric machines.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, nov 1967, p. 410 – 417

After pointing out the problems connected with different physical processes in electric machines, which have been studied by means of analogical and digital computers, the author discusses in greater detail the utilization of digital computers for the calculus of electric machines. The economic efficiency of automatic designing programs is followed and some conclusions are drawn. The way in which these programs to be worked out is analysed and the necessary data are established, so as to obtain good results, under economically satisfactory conditions. A diagram for the automatic designing of a transformer is given by way of illustration.

DC 621.318.3 : 621,34

Huhulescu, M. : **Electromagnets for drives.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, nov 1967, p. 417 – 426

A new series of driving electromagnets is presented. On the basis of an experimental study, the author indicates the coefficients required by an adequate designing and some conclusions are drawn concerning the optimum utilization of these apparatus.

DC 621.318.34 : 621.79

Marinescu Marilena : **The electromagnetic formation.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, nov 1967, p. 426 – 433

The physical bases of a new technological process based on hoghly intense and short-duration magnetic fields are explained. The installations requisite for magnetic formation are described, numerous applications of the technique are given and its advantages over the classical methods emphasifed.

FROM THE RESEARCH ACTIVITY

DC 621.319.4.001.2

Sperlea, D. : **Considerations regarding a new peculiar case of electric condenser and the possibility of producing continuous current in a non-deformable metalic piece.**

Electrotehnica **15**, nr. 11, nov 1967, p. 434 – 436

REVIEWS 436
REPORTS 437 – 438
CHRONICLE 438 – 440
BRIEF NEWS 440

SOMMAIRE

CD 621.3.014.1 – 537.313.8

Andreescu, N. : **Une méthode pour déterminer la conductibilité électrique des corps massifs, isotropes et anisotropes.**

Electrotehnica, **15**, no. 11, novembre 1967, p. 397 – 404

On décrit une méthode de mesurage de la resistivité des conducteurs massifs, méthode qui utilise un dispositif à quatre contacts qui s'appliquent sur la surface de la pièce. En trouvant la solution des équations du champ pour l'espace infini homogène et anisotrope et en utilisant la méthode des images électriques, on déduit les relations utilisables pour différentes formes des pièces conductrices. Ces relations (rapports) sont simplifiées par l'introduction de quelques facteurs collectifs, exprimés analogiquement et représentés par des graphiques. On propose un dispositif à électrodes pour le mesurage de la résistivité des électrolytes et l'on étudie les facteurs qui peuvent introduire des erreurs de mesurage.

CD 621.3.016.25 : 538.551.43

Nedelcu, N. V. : **L'établissement du sens physique de la force réactive.**

Electrotehnica, **15**, no. 11, novembre 1967, p 404 – 410

L'ouvrage établit la correspondance physique (23) de l'expression de la force réactive instantanée, proposée par l'auteur dans des ouvrages antérieurs. À cette fin on analyse l'échange de force effectué à travers les bornes communes d'un générateur synchrone et du réseau auquel il est connecté, en régime permanent électromécanique.

CD 621.313.1 : 681.14

Novac, I. : **Les calculatrices analogiques et numériques utilisées pour l'étude et la construction des machines électriques.**

Electrotehnica, **15**, no. 11, novembre 1967, p. 410 – 417

Après que l'on indique les problèmes concernant divers processus physiques qui ont lieu dans les machines électriques, processus qui ont été étudiés à l'aide des calculatrices analogiques et à doigté, on passe à une analyse plus ample de l'utilisation des calculatrices numériques lors du calcul des machines électriques. On envisage l'économicité des programmes automatiques pour l'élaboration des projets et on présente les conclusions concrètes qui résultent, analysant ensuite le mode selon lequel on devra élaborer ces programmes et on fixe les données d'entré en vue d'obtenir de bons résultats, dans des conditions économiques satisfaisantes. Pour clore et à titre d'exemple, on présente un diagramme valable pour l'élaboration automatique du projet d'un transformateur.

CD 621.318.3 : 621.54

Huhulescu, M. : **Électro-aimants pour actionnements.**

Electrotehnica, **15**, no. 11, novembre 1967, p. 417 – 426

On présente la nouvelle série d'électro-aimants d'actionnement. Basé sur une étude expérimentale, on indique les coefficients nécessaires pour une élaboration judicieuse des projets et l'on tire les conclusions concernant l'utilisation de ces appareils dans des conditions optima.

CD 621.318.34 : 621.79

Marinescu Marilena : **La formation électromagnétique.**

Electrotehnica, **15**, no. 11, novembre 1967, p. 426 – 433

On expose les bases physiques d'un nouveau procédé technologique basé sur des champs magnétiques de très grande intensité et de très courte durée. On décrit les installations pour la formation magnétique, de nombreuses applications du procédé et on met en evidence les avantages offerts par ce dernier en comparaison avec les procédés classiques.

L'activité de recherches

CD 621. 319, 4. 001. 2.

Sperlea, D. : **Considérations concernant un cas particulier de condensateur électrique et la possibilité de produire un courant continu dans une pièce métallique indéformable.**

Electrotehnica, **15**, no. 11, novembre 1967, p 434 – 436

COMPTES-RENDUS 436
EXTRAITS 437 – 438
CHRONIQUE 438 – 440
BRÈVES NOUVELLES 440

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 Mașini electrice de curent continuu și alternativ. Generatoare. Motoare

CZ 621.313.1.004.67

Duchting, W. **Probleme actuale referitoare la mașinile electrice și acționările lor.** În : Energie **18**, nr. 12, dec 1966, p. 522 — 528, 21 fig., 1 tab., 18 ref. bibl.

CZ 621.313.13.004.4 : 621.316.9

Malahovski, E. ș.a. **Protecția termică a mașinilor electrice.** In : Energhetika i elektrifikația, nr. 6, nov—dec 1966, p. 26—28, 2 fig.

CZ 621.313.236.3.001.1

Zelicenak, R. I. **Amplificări de putere cu mașină asineronă.** In : Elektrotehnika **37**, nr. 12, dec 1966, p. 22—26, 4 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621,313.3.2.018.53

Cabay, M. **Reprezentarea grafică a funcționării mașinilor asinerone și sinerone cu poli lamelați și mașini.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 5, 3 mar 1967, p. 129, 8 fig., 1 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.21.004.4 : 621.3.015. 38

Jaczewski, M. **Protecția la supratensiune a punctului neutru de la transformatoare.** In : Przeglad Elektrotechniczny **42**, nr. 12, dec 1966, p. 493—495, 3 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.21.0.13.5

Aichholzer, G. **Despre cîmpul de scurgere și distribuitrea sa în cazul transformatoarelor monofazate și toroidale.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 5, mar 1967, p. 120—123, 5 fig.

CZ 621.314.224.8.012.3 : 621.316.925.45.014.3

Bay, H. H. Halama, W., Noeller, J. H. și *Zahorka, R.* **Comportarea transformatoarelor de curent și a releelor de protecție de distanță în caz de scurtcircuit cu componență la curent continuu.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 5, mar 1967, p. 113—120, 16 fig., 15 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII

CZ 621.315.612. 6—494

Moebes, W. **Vată de sticlă ca material de suport, rezistent la materialele izolate în straturi.** In : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 132—136, 8 fig., 6 tab.

CZ 621.315.619.001.5

Haase, A., Rülker, E. și *Schäfer, W.* **Bandă de Novomică R 200. Izolarea cu rășini artificiale a mașinilor de înaltă tensiune.** In : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 137—140, 6 fig., 1 ab., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.619.001.5

Cervenka, B. **Despre problematica degradării fictive a izolării hîrtiei de mică cu rășini epoxi împotriva tensiunilor înalte.** In : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 128—132, 11 fig., 5 tab.

CZ 621.316 DISTRIBUȚIA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. DESCHIDEREA ȘI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR

CZ 621.316.7 : 681.322

Lauber, R. **Intrebuințarea mașinilor de calculat digitale în sistemele de reglare.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 6, 17 mar 1967, p. 159—164, 4 fig. , 19 ref. bibl.

CZ 621.316.925 :621.039.587

Hitzig, K. **Selectorul coordonator în controlul de securitate.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 3, 10 feb 1967, p. 70—73, 3 fig.

CZ 621.316.926 : 621.314.212

Seiler, H. **Aparat pentru analiza gazelor pentru detectarea defectelor din transformatoare.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 5, 10 mar 1967, p. 113—116, 1 tab., 1 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.335.2

Krutzsch, J. **Convertizor capacitiv de măsurarea cantităților.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 5, 10 mar 1967, p. 116—118, 2 fig.

CZ 621.317.39 : 536.53 : 621.316.54

Meller, I. **Asupra problemei măsurării temperaturii finale a aparatajului de întrerupere, după specificația VDE 0670.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 5, 10 mar 1967, p. 123—127, 3 tab., 3 fig.

CZ 621.317.421 :621.318.2

Göddecke, H. **Măsurarea fluxului la magneții circulari cu magnetizarea în sens diametral privilegiat.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 5, 10 mar 1967, p. 118—119.

CZ 621.317.755.029.6 — 772.4

Lothar, L. **Osciograf universal de 100 MHz în construcție sertar.** In : Elektronik **16**, nr. 4 1967, p. 97—102, 6 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.318 APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR. ELECTROMAGNEȚI. RELEE

CZ 621.318.562.7

* * * **Relee de întîrziere.** In : Wireless Wld. **72**, nr. 11, nov 1966, p. 583.

CZ 621.318.562.7

* * * **Relee de întîrziere.** În : Wireless Wlad. **72**, nr. 11, nov 1966, p. 583.

CZ 621.318.563.002.2

Bugaev, G. A. **Releu de curent alternativ cu coeficient mare de revenire.** In : Elektrotehnika, nr. 10, oct 1966, p. 32—34, 3 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ. 621. 327 ILUMINATUL ELECTRIC

CZ 621.32 : 628.94

*** **Noutăți în domeniul lămpilor de iluminat și corpurilor de iluminat speciale.** In : Elektro-Praktiker **20**, nr. 9, sept 1966, p. 308—310, 9 fig.

CZ 621.327.554.25

Fedorov, V. V. **Noutăți în fizica și tehnica tuburilor fluorescente.** In : Svetotehnika **12**, nr, 10, oct 1966, p. 5—10, 52 ref. bibl.

CZ 621—5 AUTOMATIZĂRI

CZ 62 — 501.14 : 62 — 503.4

Schmidt, G. **Analiza stabilității sistemelor regulatoare neliniare cu ajutorul metodei Liapunov și criteriul lui V. M. Popov.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 7, 31 mar 1967, p. 165—172, 9 fig., 8 ref. bibl.

CZ 62 — 503.5

Haberstock, F. **Proiectarea și condițiile de realizare a regulatoarelor de poziție cu viteză optimală.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 7, 31 mar 1967, p. 172—177, 10 fig., 8 ref. bibl.

CZ 62 — 523 : 621.391

Latzel, W. **Despre semnalizările din procesele automatizate.** In : Elektrotech. Z. (ETZ — B) **19**, nr. 1, 1967, p. 1—7, 16 fig., 12 ref. bibl.

CZ 62 — 523 : 621.391

Wolfgang, L. **Tratarea semnalelor în procesele automatizate.** In : Elektrotech. Z. (ETZ — B) **19**, nr. 1, 1967, p. 1—7, 16 fig., 12 ref. bibl.

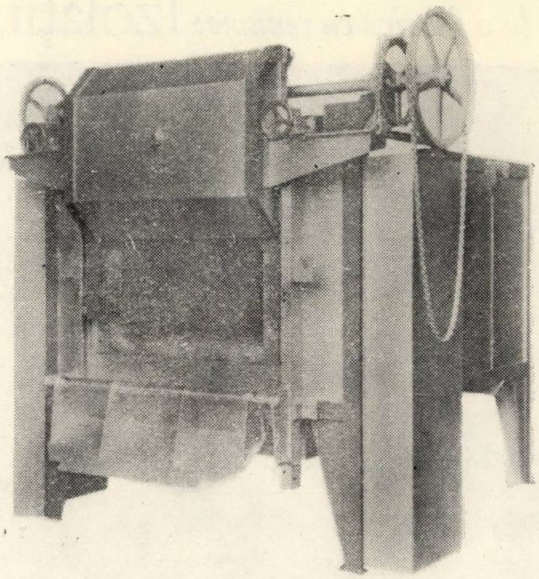
MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA 1963

LEW

CUPTOARE CU CAMERĂ PENTRU LABORATOARE ȘI INDUSTRIE

Cuptoarele cu cameră tip LEW se caracterizează printr-o temperatură uniformă în interiorul cuptorului, o reglare precisă a temperaturii și pierderi reduse în gol.
Pentru tratamentele termice în atmosferă controlată, livrăm cuptoare cu cameră de construcție etanșă.

Pentru nitrare, emailare și arderea ceramicii, producem cuptoare cu cameră de construcție specială.
În ultimii 10 ani am livrat anual în medie 520 cuptoare cu cameră către beneficiarii noștri din țară și străinătate.



Cuptoare cu cameră
KS 1300/60
cu încălzire
cu electrozi
de carbură de siliciu

DEUTSCHER INNEN — UND AUSSENHANDEL

Elektrotechnik

104 BERLIN • CHAUSSEESTRASSE 111/112
REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

Cei interesați se pot adresa la:

BIROUL TEHNICO-COMERCIAL

DIA Elektrotechnik la secția comercială din Ambasada R.D.G. din R. S. România — Calea Dorobanților 14 — București

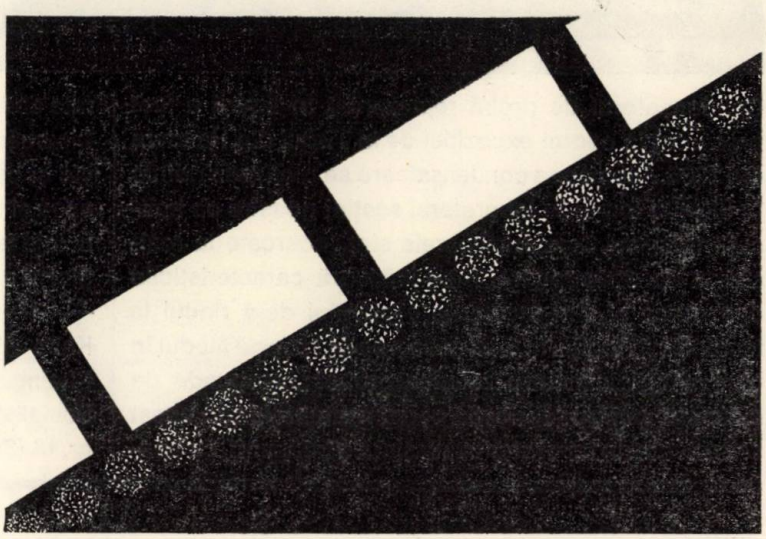
BARĂ DUPĂ BARĂ PĂRĂSEȘTE AGREGATUL DE PREÎNCĂLZIRE

pentru a fi dirijate spre presa de forjat.

Agregatele tip INDUCAL pentru încălzirea prin inducție a semifabricatelor de forjat fac posibilă o alimentare continuă a preselor de forjat.

Menținerea și controlul temperaturii, eliminarea formării arsurilor, intrarea rapidă în funcțiune și înlăturarea timpilor morți sînt doar unele dintre cele mai importante avantaje.

Vă oferim cu plăcere informații amănunțite cu privire la agregatul tip INDUCAL pentru încălzirea semifabricatelor de forjat.



VEM

VEM-ELEKTROMASCHINENWERKE DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK

Exportator:

Deutscher Innen- und Aussenhandel

ELEKTROTECHNIK

104 Berlin • Chausseestrasse 111/112

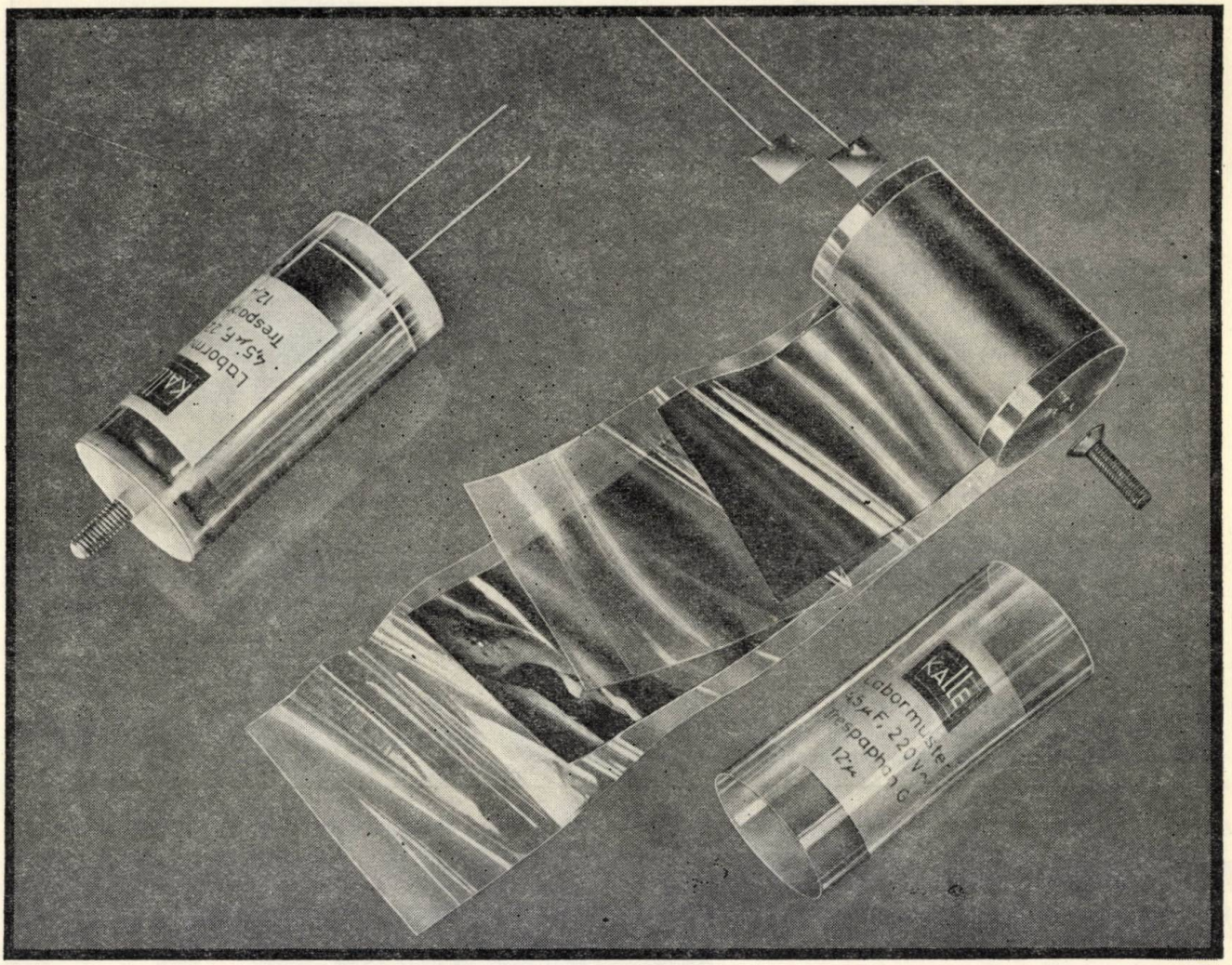
Cei interesați se pot adresa la:

BIROUL TEHNICO-COMERCIAL

DIA Elektrotechnik la secția comercială din Ambasada R. D. G. din R. S. România

Calea Dorobanților 14 • București

Foi de bună calitate ✻
de la o fabrică cu renume: **Izolații Kalle pentru condensatoare**



Condensatorul de probă reprezentat în figură a fost prezentat în cadrul expoziției de la Tîrgul din Hanovra din 1966. Asemenea condensatoare se realizează zilnic în diferite forme în laboratorul secției noastre de aplicații tehnice. Condensatoarele sînt încercate la rezistența de străpungere, li se măsoară caracteristicile dielectrice și sînt încercate săptămîni de-a rîndul la temperaturi înalte. In felul acesta se determină modul în care materialul nostru izolant al probei corespunde, de exemplu, pentru fabricația condensatoarelor. In acest scop avem un laborator cu mașini de înfășurat, cu aparate de încercat la tensiuni înalte, cu dispozitive pentru încercări climatice, cu instalații de impregnare prin vid și punte de măsură, cu garnitură de încercare cu mică și dispozitive de înregistrare. Cu ajutorul acestor utilaje tehnice ne este posibil să venim în ajutorul clienților și celor interesați.

Kalle Aktiengesellschaft · 6202 Wiesbaden-Biebrich, Rheingaustraße 190/196 — Se livrează în Republica Socialistă România prin MASINIMPORT, B-dul Dacia, nr. 13 (Str. M. Eminescu), București

Informați-vă la ✻ **KALLE** **atunci cînd aveți nevoie de** **foi**

1883

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

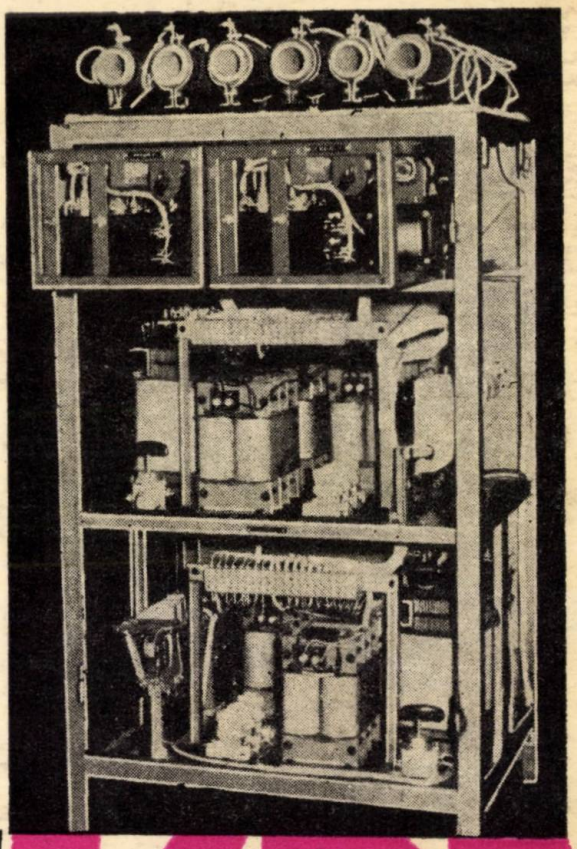
RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF : 14.75.35

1967 APR 26

MICM

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

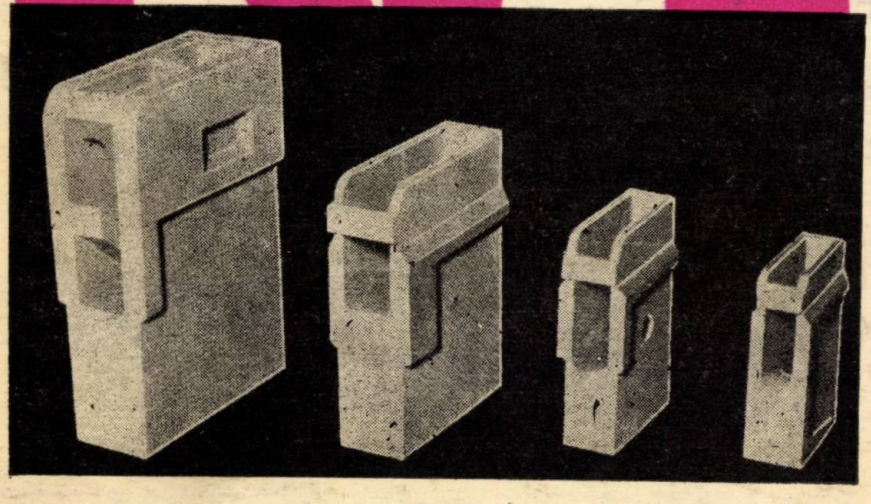


Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique



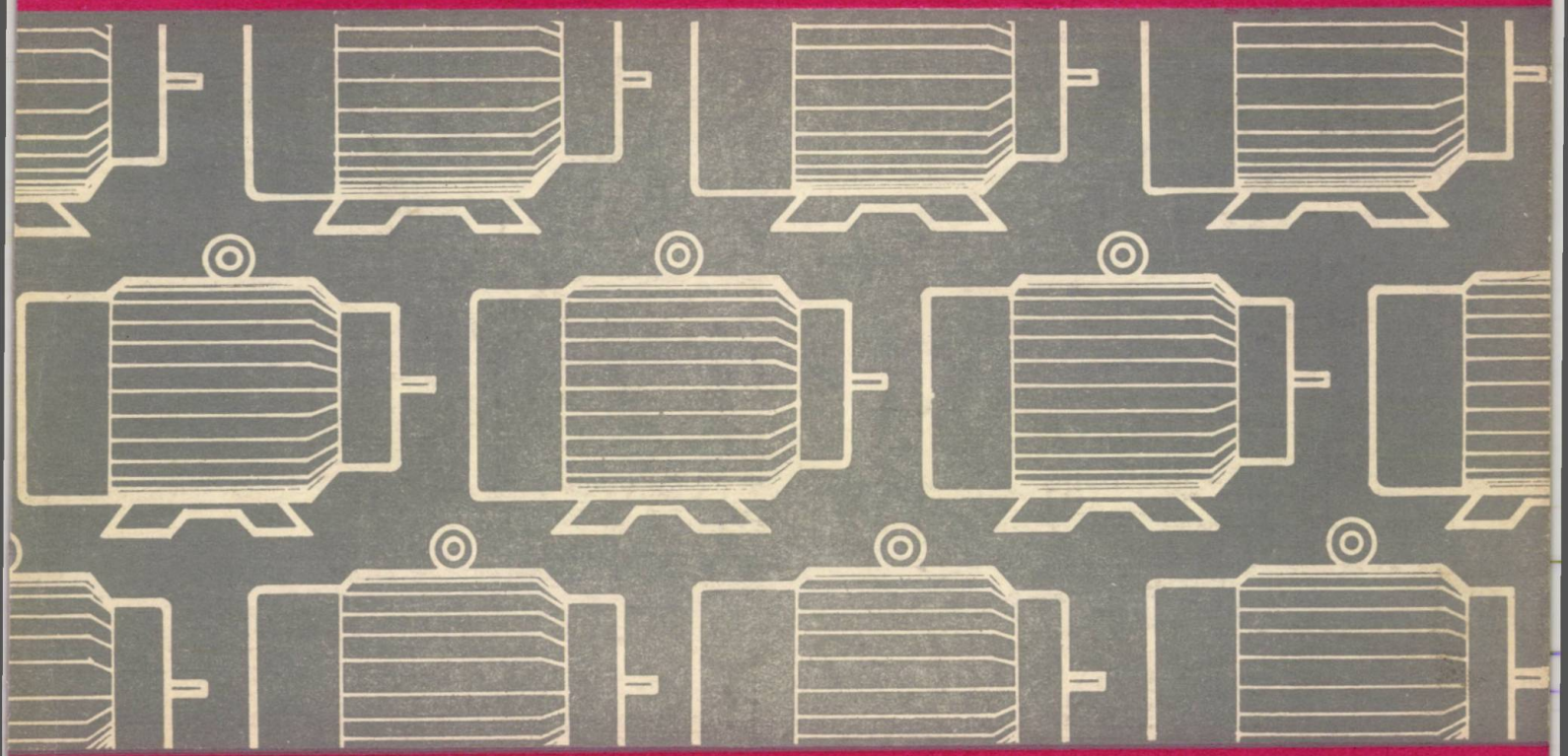
KPE

KPE

primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 15 ● Nr. 12 ● DECEMBRIE 1967

12

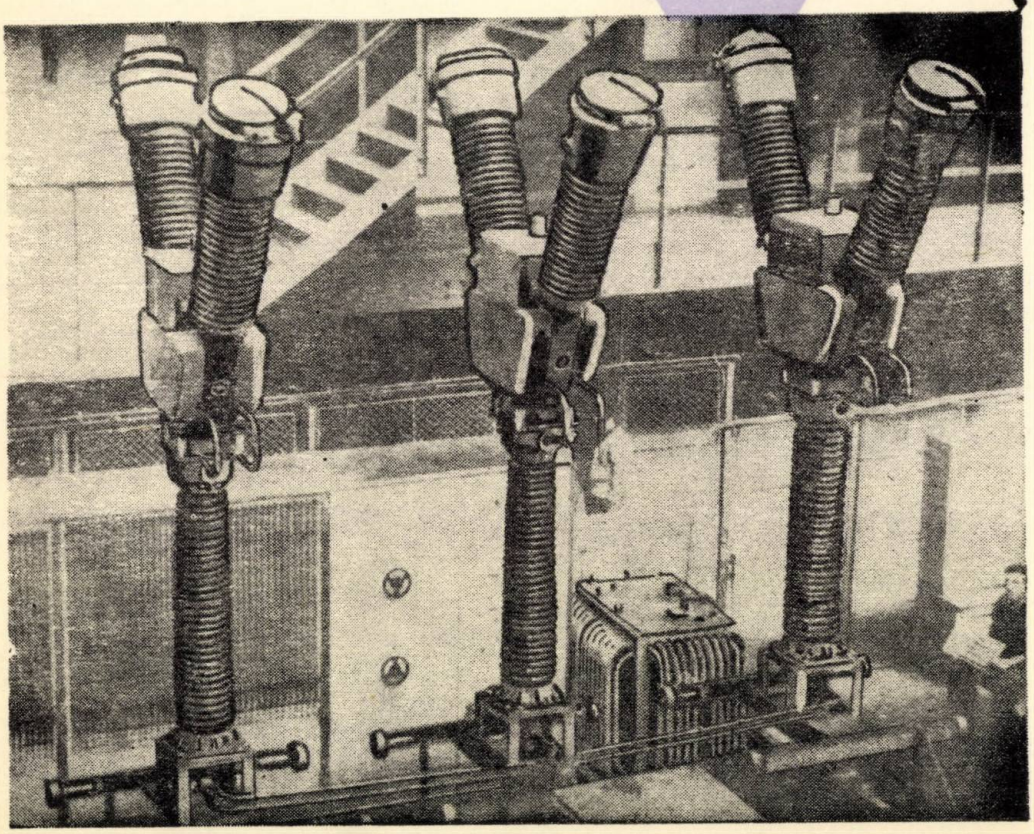
UZINA

ELECTROPUTERE

CRAIOVA

FABRICĂ

APARATAJ ELECTRIC DE ÎNALTĂ TENSIUNE 10 — 220 kV



Cereți de la uzina constructoare cataloagele nou apărute :

Vol. 1. ÎNTRERUPĂTOARE (INCLUSIV CELE DUPĂ LICENȚĂ DELLE) SEPARATOARE, SIGURANȚE FUZIBILE, DESCĂRCĂTOARE, BOBINE DE REACTANȚĂ

Vol. 2. TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 15 Nr. 12, p. 441—480 decembrie 1967

CUPRINS

CZ 621.3.012.8 :621.372.6.001.24

Potolea, E. : **Rețele electrice cuplate magnetic.**
Electrotehnica **15**, nr. 12, dec 1967, p. 441—447

Se aplică teoria grafului în calculul matricial la studiul rețelelor electrice în cuplaje magnetice între laturi. Relațiile stabilite se aplică în continuare la studiul rețelelor care se cuplează galvanic prin deschiderea și conectarea unor laturi. Pe această cale se precizează condițiile în care sînt aplicabile metodele întîlnite în literatură [6], [7].

CZ 621.3.016.25.011.1

Nedelcu, N. V. : **O nouă formulă generală pentru puterea reactivă în sistemele trifazate.**
Electrotehnica **15**, nr. 12, dec. 1967, p. 447—449

Într-o lucrare anterioară a autorului s-a demonstrat că formulele utilizate în literatura clasică pentru puterea reactivă a sistemelor trifazate, în regim electromagnetic permanent de funcționare, sînt valabile numai pentru regimul simetric; în cazul unei nesimetrii complete ($U_2 \neq 0$; $I_2 \neq 0$), aceste formule nu exprimă puterea reactivă. În această lucrare se propune o formulă generală valabilă atît pentru regimurile electromagnetice simetrice și nesimetrice permanente sau tranzitorii (33), (34), (36).

CZ 621.3.017.31 :621.313.32.042.13

Răduț, C. și *Creța, V.* : **Contribuții la micșorarea pierderilor în polii mașinilor sincrone de puteri medii.**
Electrotehnica **15**, nr. 12, dec. 1967, p. 450—453

În acest articol se prezintă cercetările efectuate la Uzina de mașini electrice — București, de către autori, pentru obținerea unor generatoare sincrone cu caracteristici tehnico-economice superioare, prin micșorarea pierderilor în fierul polilor. După fundamentarea soluțiilor experimentate și tratarea tuturor implicațiilor constructiv-tehnologice se dau în final rezultatele obținute.

CZ 621.316.62 :621.315.616.96.001.4

Stere, E și *Lucescu, S.* : **Utilizarea rășinilor epoxidice la executarea izolatoarelor și a pieselor electroizolante.**
Electrotehnica **15**, nr. 12, dec 1967, p. 453—461

Articolul prezintă problemele actuale de tehnologie în domeniul rășinilor epoxidice, efectuînd o trecere în revistă a principalelor categorii de rășini epoxidice și adaosuri existente în prezent pe piața mondială.

În continuare sînt prezentate lucrările experimentale efectuate cu rășina de fabricație indigenă Dinox 110 E, pentru stabilirea regimului de întărire.

Dintre piesele turnate în laborator se comunică rezultatele obținute cu izolatorul suport de interior SAI—20, rezultate care pledează pentru folosirea rășinii Dinox 110 E la fabricarea izolatoarelor și pieselor electroizolante de interior.

CZ 621.317.784.068.6 :538.632

Heler, A. : **Noi scheme de wattmetre Hall pentru curent alternativ sinusoidal, de frecvență industrială (50 Hz) și erorile lor de metodă.**
Electrotehnica **15**, nr. 12, dec 1967 , p. 461—472

Articolul cuprinde analiza unor scheme de wattmetre Hall cu deducerea expresiei erorilor lor de metodă, cum și propunerea unor scheme noi.

RECENZII 473—475

REFERATE 475—478

SCURTE ȘTIRI 478

Abonați-vă la reviste:
CONSTRUCȚIA DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.012.8 :621.372.6.001.24.

Потоля, Е.: **Электрические сети магнитного соединения.**
Electrotehnica 15, № 12, Дек 1967, стр. 441–447

Применяется теория граф в матричных расчетах при исследовании электрических сетей в магнитных соединениях между сторонами. Установленные соотношения применяются в продолжении при исследовании гальванически присоединенных сетей путем размыкания и включения некоторых сторон. В этом направлении уточняются условия, при которых применяются встречаемые в литературе методы. (6), (7).

ДК 621.3.016.25.001.1.

Неделку, Н. В.: **Новая общая формула для реактивной мощности в трехфазных системах.**
Electrotehnica 15, № 12, Дек 1967, стр. 447–449

В предыдущей работе автор показал, что формулы, применяемые в классической литературе для реактивной мощности трехазных систем в установившемся электромагнитном режиме работы, действительны только для симметрического режима; в случае полной асимметрии ($U_2 \neq 0$; $I_2 \neq 0$) эти формулы не выражают реактивную мощность. В настоящей работе предлагается общая формула, действительная как для симметрических электромагнитных режимов, так и для установившихся или неустановившихся асимметрических режимов (33, 34, 36).

ДК 621.3.017.31 :621.313.32.042.13.

Рэдуц, К. и *Креца, В.:* **Об уменьшении потерь в полюсах синхронных машин средней мощности.**
Electrotehnica 15, № 12, Дек 1967, стр. 450–453

В статье описаны исследования, проведенные авторами на заводе электрический машин в гор. Бухаресте, для получения синхронных генераторов с высокими технико-экономическими характеристиками, путем уменьшения потерь в ферромагнитных деталях полюсов. После обоснования экспериментированных решений и рассмотрения всех конструктивных и технологических вопросов, в заключение приводятся полученные результаты.

ДК 621.316.62 :621.315.616.96.001.4.

Стере, Е. и *Луческу, С.:* **Применение эпоксидных смол при изготовлении изоляторов и электроизолирующих деталей.**
Electrotehnica 15, № 12, Дек 1967, стр. 453–461

Описаны актуальные вопросы в связи с технологией в области эпоксидных смол и приведены основные категории эпоксидных смол и добавок, имеющихся в настоящее время на международном рынке.

В продолжении приведены экспериментальные работы, проведенные при использовании отечественной смолы Динокс 110 Е, для установления режима затвердения.

Из литья деталей лабораторным способом сообщаются результаты, полученные на изоляторе внутреннем супорте SAI-20, результаты, подтверждающие пригод ность применения смол Динокс 110 Е для производства изоляторов и внутренних электроизолирующих деталей.

ДК 621.317.784.068.6 :538.632.

Хелер, А.: **Новые схемы ваттметров Галля для переменного синусоидального тока, промышленной частоты (50 гц) и ошибки метода.**
Electrotehnica 15, № 12, Дек 1967, стр. 461–472

Статья содержит анализ некоторых схем ваттметров Галля с дедукцией выражения ошибок метода, а также предложения новых схем.

РЕЦЕНЗИИ 473–475

ДОКЛАДЫ 475–478

КРАТКИЕ ИЗВЕСТИЯ 478

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.012.8 :621.372.6.001.24

Pololea, E. : **Magnetisch gekoppelte Netze.**

Electrotehnica **15**, H. 12, Dez. 1967, S. 441–447

Der Verfasser wendet die Graphtheorie in der Matritzenrechnung beim Studium der Seitlich magnetisch gekoppelten elektrischen Netze.Die festgelegten Relationen werden weiterhin beim Studium der Netze angewandt, die galvanisch durch die Öffnung und den Zusammenschluss einiger Seiten gekoppelt werden. Auf diesem Wege werden die Bedingungen festgelegt, unter denen die in der Literatur angeführten Methoden 6,7, angewandt werden können.

DK 621.3.016.25.011.1

Nedelcu, N. V. : **Eine neue allgemeine Fromel für die Blindleistung in dreiphasigen Systemen.**

Electrotehnica, **15**, H. 12, Dez. 1967, S. 447–449

In einem vorangehenen Beitrag wies der Verfasser nach, dass die in der klassischen Fachliteratur für die Blindleistung der dreiphasigen Systeme in elektromagnetischen ständigem Betriebszustand verwendeten Formeln nur im symetrischen Zustand gültig sind. Im Falle einer vollkommenen Nichtsymetrie ($U_2 \neq 0$: $I_2 \neq 0$) drückt diese Formel nicht die Blindleistung aus. Der Verfasser schlägt eine allgemein gültige Formel sowohl electromagnetisch symetrische und bestandig unsymetrische als auch für einen Übergangszustand vor (33, 34, 36).

DK 621.3.017.31 :621.313.32.042.13

Răduţ, C. und *Creţa, V.* : **Beiträge zur Verminderung der Verluste an den Polen der Synchronmaschinen mittlerer Stärke.**

Electrotehnica **15**, H. 12, Dez. 1967, S. 450–453

Im vorliegendem Aufsatz werden die in Bukarester Werk für electrische Maschinen von den Verfassern durchgeführten Untersuchungen im Hinblick auf die Entwicklung von Synchrongeneratoren mit überlegenen technisch-wirtschaftlichen Kennziffern dargelegt, die durch eine Verminderung der Verluste im Polkern erzielt werden. Nach einer Begründung der experimentierten Lösungen und der Behandlung aller konstruktiven und technologischen Aspekte werden abschliessend die erzielten Ergebnisse angeführt.

DK 621.316.62 :621.315.616.96.001.4

Stere, E. und *Lucescu, S.* : **Verwendung der Epoxydharzer bei der Herstellung von Isolatoren und elektrischen Isolierstücken.**

Electrotehnica **15**, H. 12, Dez. 1967, S. 453–461

Im Aufsatz werden die Gegenwartsprobleme der Technologie im Bereich der Epoxydharze dargelegt, wobei die wichtigsten Arten von Epoxydharze und Zusatzstoffe angeführt werden, die zur Zeit auf dem Weltmarkt erhältlich sind.

Anschliessend werden die Versuchsarbeiten eingehend beschrieben, die mit dem einhemischen Harz Dinox 110 E zwecks Festelgung des Verfestigungszustands durchgeführt wurden.

Von den im Laboratorium gegossenen Stücke werden die mit den Innenstützisolatoren SAI–20 erzielten Ergebnisse dargelegt, Ergebnisse, die für die Verwendung des Harzes Dinox 110 E bei der Herstellung der Innenisolatoren und elektrischen Innenisolierstücke sprechen.

DK 621. 317. 784. 068. 6 : 538. 632

Heler, A: **Neue Schaltungen von Hall : Wattmetern für sinusoidalem Wechselstrom mit Industrie frequenz (50 Hz) und deren Messfehler.**

Electrotehnica **15**, H. 12, Dez. 1967, S. 461-472

Der Aufsatz enthält die Analyse einiger Schaltungen von Hall-Wattmetern mit der Ableitung dec Ausdrucks ihrer Anzeigefehler sowie Vorschläge für neue Schaltungen.

BUCHBESPRECHUNGEN 473–475

REFERATE 475–478

KURZNACHRICHTEN 478

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA 1883

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 15 nr. 12 București, decembrie 1967

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

Rețele electrice cuplate magnetic

Eugen Potolea* — București

CZ 621.3.012.8 :621.372.6.001.2

Cuplajele magnetice acționează fie între laturile aceleiași rețele (cuplaje interioare), fie între laturile unor rețele diferite (cuplaje exterioare). În acest articol se vor considera rețele izolate, fără cuplaje magnetice interioare, dar cu cuplaje magnetice exterioare.

Din studiul cuplajelor magnetice de formă particulară (prin transformatoare ideale cu raport 1/1) va rezulta echivalența dintre schemele cu cuplaje magnetice și cele cu legături galvanice. Pe baza acestei echivalențe se vor studia rețelele cuplate prin legături galvanice și se vor preciza condițiile în care sînt aplicabile metodele întîlnite în literatură [6], [7].

În lucrare se vor folosi elemente de calcul matricial și teoria grafului, presupunînd că cititorul este la curent cu lucrările din acest domeniu [2], [3], [4].

1. Considerații asupra cuplajelor magnetice

Se consideră o rețea complexă în care două laturi L_{12} și L_{34} sînt cuplate magnetic. Cuplajul magnetic se reprezintă prin două bobine cu bornele polarizate (fig. 1,*a*) și este caracterizat prin impedanța mutuală $\underline{Z}_m$. Curenții din laturi și tensiunile la bornele laturilor se asociază după regula de receptoare [1] și se scriu ecuațiile de funcționare:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{12}\,\underline{I}_{12} + \underline{Z}_m\,\underline{I}_{34} &= \underline{U}_{12} + \underline{E}_{12} \\ \underline{Z}_{34}\,\underline{I}_{34} + \underline{Z}_m\,\underline{I}_{12} &= \underline{U}_{34} + \underline{E}_{34}. \end{aligned} \qquad (1)$$

Tensiunile electromotoare se introduc în (1) cu semnele plus sau minus, după cum sensurile lor reale corespund sau nu cu sensurile convenționale din figura 1,*a*. Impedanța mutuală $\underline{Z}_m$ se introduce în (1) cu semnul plus sau minus, după următoarea regulă:

— se ia semnul plus, dacă ambii curenți intră în bornele polarizate sau dacă ambii curenți ies din bornele polarizate;

— se ia semnul minus, dacă un curent intră în borna polarizată, iar alt curent iese din borna polarizată.

Este important de precizat că prezența cuplajului magnetic între două laturi impune relațiile (1) între curenții din laturi și tensiunile la bornele laturilor, fără a impune nici o condiție pentru potențialele bornelor *1,2,3,4*. Acestea din urmă sînt condiționate de existența

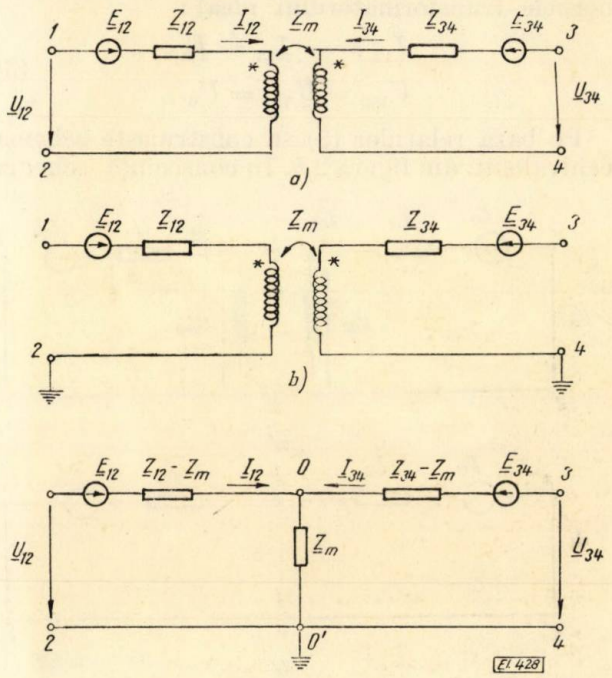


Fig. 1. Schemele laturilor cuplate magnetic:
a — cuplaj prin impedanță mutuală; *b* — cuplaj prin transformator; *c* — schema echivalentă a transformatorului.

unor legături conductoare în exteriorul celor două laturi, adică în ansamblul rețelei din care s-au separat cele două laturi.

---

* Dr. ing. *E. Potolea* este conferențiar la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București.

În figura 1,*b* este prezentat cazul particular care intervine la studiul rețelelor electroenergetice. Bornele *2* și *4* sînt conectate la pămîntul fictiv al schemei echivalente de succesiune directă corespunzătoare rețelei trifazate în regim simetric.

Cuplajele magnetice de forma 1,*a* vor fi numite cuplaje prin impedanțe mutuale, iar cuplajele magnetice de forma 1,*b* vor fi numite cuplaje prin transformatoare.

Cuplajul magnetic prin transformator poate fi reprezentat și prin schema echivalentă din figura 1,*c*, care se obține scriind ecuațiile (1) sub forma :

$$(\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_m)\,\underline{I}_{12} + \underline{Z}_m\,(\underline{I}_{12} + \underline{I}_{34}) = \underline{U}_{12} + \underline{E}_{12}$$
$$(\underline{Z}_{34} - \underline{Z}_m)\,\underline{I}_{34} + \underline{Z}_m\,(\underline{I}_{34} + \underline{I}_{12}) = \underline{U}_{34} + \underline{E}_{34}. \qquad (2)$$

Schema din figura 1,*c* este echivalentă cu schema din figura 1,*b*, dar nu este echivalentă cu schema din figura 1,*a*, chiar dacă se elimină legătura la pămîntul fictiv. Prezența legăturii galvanice din O' introduce o condiție străină cuplajului magnetic din figura 1, *a*, deoarece aduce bornele *2* și *4* la același potențial.

În figura 2,*a* este prezentat un caz special de cuplaj prin transformator. Transformatorul este ideal și cu raportul de transformare egal cu unitatea. În acest caz se pot scrie următoarele relații între curenții și tensiunile la bornele transformatorului ideal :

$$\underline{I}_{12} = -\underline{I}_{34} = \underline{I}_0$$
$$\underline{U}_{120} = \underline{U}_{340} = \underline{U}_0. \qquad (3)$$

Pe baza relațiilor (3) se construiește schema echivalentă din figura 2,*b*. În consecință, schema

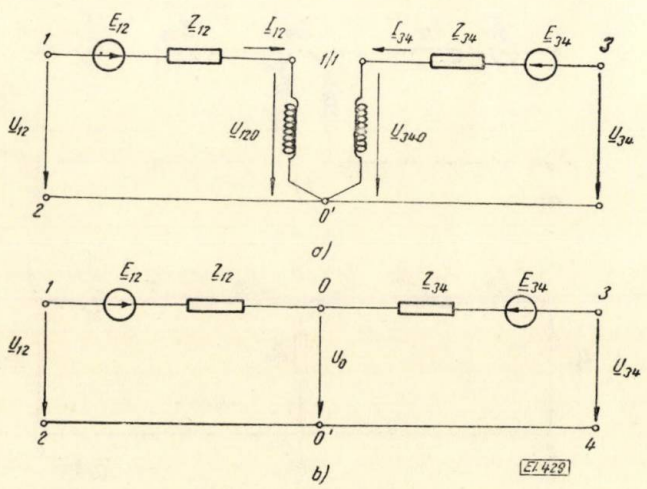


Fig. 2. Schemele transformatorului ideal cu raport 1/1 : *a* – schema cu cuplaj magnetic ; *b* – schema cu legături galvanice.

cu transformator ideal cu raport 1/1 se înlocuiește cu o schemă fără transformator. Cele două laturi cuplate se deconectează de la nodul comun O' și se conectează în nodul O.

Cuplajele magnetice pot interveni fie între laturile unei rețele, fie între laturile din două sau mai multe rețele izolate. În continuare se vor studia cuplajele magnetice dintre rețelele izolate și dintre rețelele care au un singur nod comun.

Se consideră două rețele *I* și *II*, care au un nod comun (fig. 3) și mai multe laturi cuplate

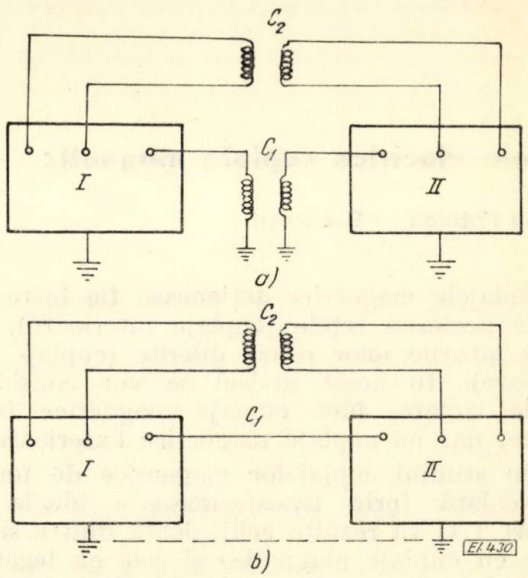


Fig. 3. Rețele cu cuplaje magnetice : *a* – schema cu cuplaje magnetice ; *b* – schema echivalentă cu legături galvanice.

magnetic. Dacă laturile cuplate sînt incidente la nodul comun, atunci cuplajul este prin transformator și se notează cu C_1, iar dacă laturile cuplate nu sînt incidente la nodul comun, atunci cuplajul este prin impedanță mutuală și se notează cu C_2.

În cazul rețelelor izolate, toate cuplajele magnetice au la început caracterul unor cuplaje de tipul C_2, deoarece nu există un nod comun al rețelelor. Înlocuind un cuplaj oarecare prin legături galvanice (fig. 3,*b*), se poate realiza un nod comun al rețelelor. Celelalte cuplaje din rețea vor căpăta caracterul C_1 sau C_2, după cum laturile cuplate sînt incidente sau nu la nodul comun.

Pentru a determina de la început caracterul cuplajelor din rețelele izolate se poate proceda după cum urmează. Se conectează la pămînt două dintre nodurile celor două rețele și se examinează caracterul cuplajelor față de nodul comun. Printr-o alegere convenabilă a nodului comun se poate obține un număr maxim de cuplaje de tipul C_1, care, eventual, pot fi înlocuite prin simple legături galvanice.

Deoarece schema cu cuplaje magnetice de tipul C_1 poate fi înlocuită printr-o schemă cu legături galvanice, rezultă că rețelele cuplate prin legături galvanice pot fi studiate ca rețele cuplate prin transformatoare ideale

cu raport de 1/1. Pe această cale se vor studia rețelele cuplate prin deschiderea și conectarea ulterioară a unor laturi.

2. Rețele cuplate prin impedanțe mutuale

Se consideră două rețele izolate *I* și *II*, care se interconectează prin introducerea unor cuplaje magnetice între unele din laturile L_I și L_{II}. Ecuațiile de funcționare a laturilor, numite ecuații de material, se scriu separat pentru cele două rețele:

$$[\underline{Z}_I]\,[\underline{I}_I] + [\underline{Z}_{I-II}]\,[\underline{I}_{II}] = [\underline{U}_I] + [\underline{E}_I]$$
$$[\underline{Z}_{II-I}]\,[\underline{I}_I] + [\underline{Z}_{II}]\,[\underline{I}_{II}] = [\underline{U}_{II}] + [\underline{E}_{II}] \tag{4}$$

și se concentrează apoi într-o singură ecuație matricială:

$$[\underline{Z}]\,[\underline{I}] = [\underline{U}] + [\underline{E}], \tag{5}$$

în care:

$$[\underline{Z}] = \left|\begin{array}{c|c} [\underline{Z}_I] & [\underline{Z}_{I-II}] \\ \hline [\underline{Z}_{II-I}] & [\underline{Z}_{II}] \end{array}\right|; \quad [\underline{I}] = \left|\begin{array}{c} [\underline{I}_I] \\ \hline [\underline{I}_{II}] \end{array}\right|;$$

$$[\underline{U}] = \left|\begin{array}{c} [\underline{U}_I] \\ \hline [\underline{U}_{II}] \end{array}\right|; \quad [\underline{E}] = \left|\begin{array}{c} [\underline{E}_I] \\ \hline [\underline{E}_{II}] \end{array}\right|.$$

Ecuațiile topologice se scriu cu ajutorul matricei $[B]$, care rămîne neschimbată pentru rețelele cu sau fără cuplaje magnetice. Admițînd că cele două rețele *I* și *II* nu au curenți la noduri, se scriu ecuațiile topologice:

— pentru rețeaua *I*:

$$[B_I]_t\,[\underline{I}_{c_I}] = [\underline{I}_I]$$
$$[B_I]\,[\underline{U}_I] = 0; \tag{6}$$

— pentru rețeaua II:

$$[B_{II}]\,[\underline{I}_{cII}] = [\underline{I}_{II}]$$
$$[B_{II}]_t\,[\underline{U}_{II}] = 0; \tag{7}$$

— pentru rețeaua în ansamblu:

$$[B]_t\,[\underline{I}_c] = [\underline{I}]$$
$$[B]\,[\underline{U}] = 0, \tag{8}$$

cu notațiile:

$$[B] = \left|\begin{array}{c|c} [B_I] & \\ \hline & [B_{II}] \end{array}\right|; \quad [\underline{I}_c] = \left|\begin{array}{c} [\underline{I}_{cI}] \\ \hline [\underline{I}_{cII}] \end{array}\right|.$$

Matricea $[\underline{I}_c]$ este matricea curenților ciclici $[\underline{I}_{cI}]$ și $[\underline{I}_{cII}]$ din cele două rețele. Eliminînd $[\underline{U}]$ și $[\underline{I}]$ între ecuațiile (5) și (8), se obține ecuația din metoda curenților ciclici:

$$[\underline{Z}_c]\,[\underline{I}_c] = [\underline{E}_c] \tag{9}$$

în care:

$$[\underline{Z}]_c = [B]\,[\underline{Z}]\,[B]_t$$
$$[\underline{E}_c] = [B]\,[\underline{E}]. \tag{10}$$

Matricele $[\underline{Z}_c]$ și $[\underline{E}_c]$, care intervin în (9), se pot scrie direct cu ajutorul unor reguli simple [4] sau se pot calcula cu relațiile (10).

Ecuația (9) se rezolvă în raport cu $[\underline{I}_c]$, după care se determină cu ușurință celelalte necunoscute. Dificultatea principală a calculului constă în inversarea matricei $[\underline{Z}_c]$.

Introducînd matricele $[B]$ și $[Z]$ în (10) și efectuînd produsul submatricelor corespunzătoare rețelelor *I* și *II*, se obține:

$$[\underline{Z}_c] = \left|\begin{array}{c|c} [\underline{Z}_{cI}] & [\underline{Z}_{c(I-II)}] \\ \hline [\underline{Z}_{c(II-I)}] & [\underline{Z}_{cII}] \end{array}\right|, \tag{11}$$

cu notațiile:

$$[\underline{Z}_{c(II-II)}] = [B_I]\,[\underline{Z}_{I-II}]\,[B_{II}]_t$$
$$[\underline{Z}_{c(II-I)}] = [B_{II}]\,[\underline{Z}_{(II-I)}]\,[B_I]_t. \tag{12}$$

Submatricele $[\underline{Z}_{cI}]$ și $[\underline{Z}_{cII}]$ sînt matricele de impedanțe din metoda curenților ciclici, aplicată în mod separat celor două rețele inițiale, necuplate. Submatricele $[\underline{Z}_{I-II}]$ și $[\underline{Z}_{II-I}]$ sînt transpuse una alteia și se exprimă cu relațiile:

$$[\underline{Z}_{I\ II}] = [M_I]_t\,[\underline{Z}_m]\,[M_{II}]$$
$$[\underline{Z}_{II-I}] = [M_{II}]_t\,[\underline{Z}_m]\,[M_I]. \tag{13}$$

Matricea $[\underline{Z}_m]$ din (13) este diagonală și conține impedanțele mutuale, care caracterizează cuplajele magnetice, numerotate de la 1 la *m*. Impedanțele mutuale se introduc în matricea $[\underline{Z}_m]$ cu semnele plus sau minus, conform regulii enunțate la paragraful 1.

Matricele $[M_I]$ și $[M_{II}]$ sînt matrice de corespondență a cuplajelor magnetice dintre laturile rețelelor *I* și *II*. Coloanele matricelor de corespondență sînt aranjate în ordinea laturilor din rețelele *I* și *II*, iar rîndurile, în ordinea cuplajelor magnetice, numerotate de la 1 la *m*. Căsuțele matricelor se completează cu 1 sau 0, după cum laturile de pe coloane sînt afectate sau nu de cuplajele magnetice de pe rînduri.

Pentru a demonstra relațiile (13) se exprimă tensiunile la bornele cuplajelor magnetice în două forme :

— cu ajutorul matricei $[\underline{Z}_m]$:

$$[\underline{U}_{mI}] = [\underline{Z}_m]\,[\underline{I}_{mII}]$$

$$[\underline{U}_{mII}] = [\underline{Z}_m]\,[\underline{I}_{mI}]; \tag{14}$$

— cu ajutorul matricelor $[\underline{Z}_{I-II}]$ și $[\underline{Z}_{II-I}]$:

$$[\underline{U}_{II}] = [\underline{Z}_{I-II}]\,[\underline{I}_{II}]$$

$$[\underline{U}_{III}] = [\underline{Z}_{II-I}]\,[\underline{I}_{I}]. \tag{15}$$

Matricele coloane din (14) au rînduri corespunzătoare numai laturilor cuplate magnetic, iar matricele coloane din (15) au rînduri corespunzătoare tuturor laturilor din rețelele *I* și *II*. Corespondența dintre componentele acestor matrice se stabilește cu ajutorul matricelor de corespondență $[M_I]$ și $[M_{II}]$:

— pentru curenți :

$$[\underline{I}_{mI}] = [M_I]\,[\underline{I}_I]$$

$$[\underline{I}_{mII}] = [M_{II}]\,[\underline{I}_{II}]; \tag{16}$$

— pentru tensiuni :

$$[\underline{U}_{II}] = [M_I]_t\,[\underline{U}_{mI}]$$

$$[\underline{U}_{III}] = [M_{II}]_t\,[\underline{U}_{mII}]. \tag{17}$$

Prima relație din (14) se înmulțește la stînga cu $[M_I]_t$, iar a doua, cu $[M_{II}]_t$. Ținînd seamă de (16) și (17), se obțin relații de forma (14), în care matricele $[\underline{Z}_{I-II}]$ și $[\underline{Z}_{II-I}]$ se exprimă cu relațiile (13).

Relațiile (13) se introduc în (12) și se obține :

$$[\underline{Z}_{c(II-I)}] = [C_I]\,[\underline{Z}_m]\,[C_{II}]_t$$

$$[\underline{Z}_{c(II-I)}] = [C_{II}]\,[\underline{Z}_m]\,[C_I]_t, \tag{18}$$

cu notațiile :

$$[C_I] = [B_I]\,[M_I]_t$$

$$[C_{II}] = [B_{II}]\,[M_{II}]_t\ . \tag{19}$$

Inversa matricei $[\underline{Z}_c]$ din (11) se scrie sub forma :

$$[Y] = \left|\begin{array}{c|c} [\underline{Y}_{11}] & -[\underline{Y}_{11}]\,[\underline{Z}_{c(I-II)}]\,[\underline{Z}_{cII}]^{-1} \\ \hline -[\underline{Z}_{cII}]^{-1}\,[\underline{Z}_{c(II-I)}]\,[\underline{Y}_{11}] & [\underline{Y}_{22}] \end{array}\right|,$$

în care :

$$[\underline{Y}_{11}]^{-1} = [\underline{Z}_{cI}] - [\underline{Z}_{c(I-II)}]\,[\underline{Z}_{cII}]^{-1}\,[\underline{Z}_{c(II-I)}]$$

$$[\underline{Y}_{22}] = [\underline{Z}_{cII}]^{-1} + \tag{20}$$

$$+ [\underline{Z}_{cII}]^{-1}\,[\underline{Z}_{c(II-I)}]\,[\underline{Y}_{11}]\,[\underline{Z}_{c(I-II)}]\,[\underline{Z}_{cII}]^{-1}.$$

În ipoteza că matricele $[\underline{Z}_{cI}]^{-1}$ și $[\underline{Z}_{cII}]^{-1}$ au fost calculate, relațiile (20) necesită inversarea matricei $[\underline{Y}_{11}]^{-1}$ de ordin egal cu numărul c_1 al curenților ciclici din rețeaua inițială *I*. Dacă numărul cuplajelor magnetice *m* este mai mic decît numărul curenților ciclici c_1, atunci se scrie $[\underline{Y}_{11}]^{-1}$ sub forma :

$$[\underline{Y}_{11}]^{-1} = [\underline{Z}_{cI}] - [C_I]\,[\underline{Z}_M]\,[C_I]_t$$

$$[\underline{Z}_M] = [\underline{Z}_m]\,[C_{II}]_t\,[\underline{Z}_{cII}]^{-1}\,[C_{II}]\,[\underline{Z}_m]. \tag{21}$$

Matricea din prima relație (21) se inversează cu relațiile :

$$[\underline{Y}_{11}] = [\underline{Z}_{cI}]^{-1} +$$

$$+ [\underline{Z}_{cI}]^{-1}\,[C_I]\,[\underline{Y}_M]^{-1}\,[C_{II}]_t\,[\underline{Z}_{cI}]^{-1}$$

$$[\underline{Y}_M] = -[\underline{Z}_M]^{-1} + [C_{II}]_t\,[\underline{Z}_{cI}]^{-1}\,[C_I]. \tag{22}$$

Relațiile (22) permit calculul matricei $[\underline{Y}_{11}]$ prin inversarea a două matrice $[\underline{Z}_M]$ și $[\underline{Y}_M]$ cu ordinele egale cu numărul cuplajelor magnetice.

3. Rețele cuplate prin transformatoare ideale

Se consideră două rețele izolate (fig. 4,*a*), care se cuplează galvanic (fig. 4.*b*) prin deschiderea și conectarea laturilor *1—4*, *1'—4'* și *3—4*, *3'—4'*. Legăturile galvanice sînt de impedanțe nule însă laturile de interconexiune *1—1*; *3—3'* și cele două laturi *4—4'* au impedanțele rezultate din însumarea corespunzătoare a impedanțelor de pe laturile interconectate.

Se construiește schema cu cuplaje magnetice din figura 4, *c* și se constată că este posibil să se aleagă un nod comun astfel încît ambele cuplaje magnetice să fie de tipul C_1. Nodul comun *4—4'* rămîne la același potențial, indiferent de felul cum sînt repartizate impedanțele laturilor inițiale pe laturile de interconexiune.

Pentru a trece de la schema 4,*c* la schema cu legăturile galvanice 4,*d* se observă că aceasta din urmă trebuie realizată astfel încît nodurile *4* și *4'* să rămînă la același potențial. Impedanțele de pe legăturile *4—4'* trebuie să fie nule, ceea ce înseamnă că impedanțele laturilor inițiale trebuie repartizate pe laturile de interconexiune *1—1'* și *3—3'*.

Schema 4,*b* nu este echivalentă cu schema 4,*d* și, în consecință, nu poate fi studiată cu metoda ce va fi expusă. Această schemă se studiază cu metodele obișnuite, luînd în considerare rețeaua interconectată în ansamblu și renunțînd la calculele efectuate la studiul separat al rețelelor inițiale *I* și *II*.

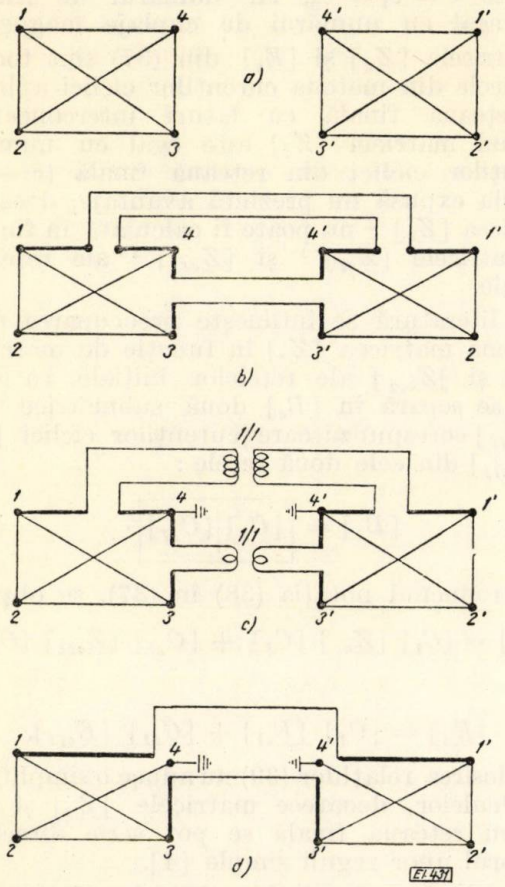


Fig. 4. Rețelele cuplate magnetic și galvanic:
a – rețele inițiale izolate; *b* – rețele cuplate prin deschiderea și conectarea unor laturi; *c* – schema cu cuplaje prin transformatoare ideale; *d* – schema echivalentă cu legături galvanice.

Schemele 4,*c* și 4,*d* sînt echivalente și pot fi deci studiate cu aceeași metodă. Se va arăta că aceste scheme pot fi studiate prin aplicarea succesivă a metodei curenților ciclici și a metodei potențialelor la noduri.

Se scriu ecuațiile de material (4) sub forma:

$$[\underline{Z}_I]\ [\underline{I}_I] + [\underline{U}_{II}] = [\underline{U}_I] + [\underline{E}_I]$$

$$[\underline{Z}_{II}]\ [\underline{I}_{II}] + [\underline{U}_{III}] = [\underline{U}_{II}] + [\underline{E}_{II}]$$

și se concentrează într-o singură ecuație:

$$[\underline{Z}_p]\ [\underline{I}] + [\underline{U}_l] = [\underline{U}] + [\underline{E}], \qquad (23)$$

cu notațiile:

$$[\underline{Z}_p] = \left|\begin{array}{c|c} [\underline{Z}_I] & \\ \hline & [\underline{Z}_{II}] \end{array}\right|; \quad [\underline{U}_l] = \left|\begin{array}{c} [\underline{U}_{II}] \\ \hline [\underline{U}_{III}] \end{array}\right|,$$

Eliminînd $[\underline{I}]$ și $[\underline{U}]$ între relațiile (8) și (23) la fel ca în metoda curenților ciclici, se obține:

$$[\underline{Z}_{pc}]\ [\underline{I}_c] + [\underline{U}_c] = [\underline{E}_c], \qquad (24)$$

cu notațiile:

$$[\underline{Z}_{pc}] = [B]\ [\underline{Z}_p]\ [B]_t$$

$$[U_c] = [B]\ [\underline{U}_l]. \qquad (25)$$

Ecuația (24) poate fi transformată în continuare dacă se ține seamă de existența relațiilor de forma (3) între curenții și tensiunile la bornele transformatoarelor ideale cu raport 1/1.

Ecuațiile de forma (3) pentru cele două rețele cuplate se scriu folosind notațiile din (15) și (16):

$$[\underline{I}_{m_I}] = -[\underline{I}_{m_{II}}] = [\underline{I}_m]$$

$$[\underline{U}_{m_I}] = [\underline{U}_{m_{II}}] = [\underline{U}_m]. \qquad (26)$$

Introducînd (15) și (16) în (26), se obține:

$$[M]\ [\underline{I}] = 0$$

$$[M]_t\ [\underline{U}_m] = [\underline{U}_l], \qquad (27)$$

în care:

$$[M] = \left|\begin{array}{c|c} [M_I] & [M_{II}] \end{array}\right|.$$

Matricea $[\underline{I}]$ din (27) se exprimă cu prima relație din (8), iar $[\underline{U}_l]$ din (27) se introduce în (25) și se obține:

$$[A_c]\ [\underline{I}_c] = 0$$

$$[A_c]_t\ [\underline{U}_m] = [\underline{U}_c], \qquad (28)$$

cu notațiile:

$$[A_c] = [M]\ [B]_t. \qquad (29)$$

Existența relațiilor (28) permite eliminarea matricelor $[\underline{I}_c]$ și $[\underline{U}_c]$ la fel ca în metoda potențialelor la noduri. Admițînd că matricele $[\underline{Z}_{cI}]$ și $[\underline{Z}_{cII}]$ au fost calculate anterior, la studiul separat al rețelelor, se scrie ecuația de material (24) sub forma:

$$[\underline{I}_c] + [\underline{Y}_{pc}]\ [\underline{U}_c] = [\underline{Y}_{pc}]\ [\underline{E}_c]. \qquad (30)$$

Ecuația (30) se înmulțește la stînga cu $[A_c]$ și apoi se introduc relațiile (28), astfel că se obține:

$$[\underline{Y}_m]\ [\underline{U}_m] = [\underline{J}_m] \qquad (31)$$

cu notațiile :

$$[\underline{Y}_m] = [A_c]\,[\underline{Y}_{pc}]\,[A_c]_t$$

$$[\underline{J}_m] = [A_c]\,[\underline{Y}_{pc}]\,[\underline{E}_c]. \tag{32}$$

Matricea $[\underline{Y}_m]$ este pătrată și de ordin egal cu numărul cuplajelor magnetice. Inversînd matricea $[\underline{Y}_m]$, se determină $[\underline{U}_m]$ și apoi $[\underline{U}_c]$ din (28) și $[\underline{I}_c]$ din (30).

Metoda expusă este recomandabilă numai în cazul cînd numărul cuplajelor magnetice este mai mic decît numărul ciclurilor din rețeaua finală interconectată. În caz contrar este mai simplu să se inverseze direct matricea $[\underline{Z}_c]$, scrisă pentru rețeaua interconectată, renunțînd la calculele efectuate anterior la studiul separat al rețelelor.

Există posibilitatea să se aplice în a doua etapă tot metoda curenților ciclici în locul metodei potențialelor la noduri, deoarece ecuațiile (28) pot fi scrise cu ajutorul unei matrice de tipul $[B]$. Se separă în matricea $[A_c]$ o submatrice pătrată și nesingulară $[A_p]$ și se scriu matricele :

$$[A_c] = \left|\overline{[A_p]\,|\,[A_q]}\right| \qquad [\underline{I}_c] = \left|\begin{array}{c}[\underline{I}_p]\\ \hline [\underline{I}_q]\end{array}\right|. \tag{33}$$

$$[B_c] = \left|\overline{[B_p]\,|\,[U_q]}\right|$$

Submatricea $[U_q]$ este o matrice unitate de ordin egal cu numărul de coloane din submatricea $[A_p]$. Submatricea $[B_p]$ se calculează cu relația :

$$[B_p] = -\,[A_q]_t\,[A_p]_t^{-1}. \tag{34}$$

În corespondență cu noua ordine a coloanelor din $[A_c]$ se efectuează schimbarea rîndurilor în matricea $[\underline{I}_c]$ și a coloanelor și rîndurilor în matricea $[\underline{Z}_{pc}]$ din (24). Folosind relațiile (33), se înlocuiesc relațiile (28) cu relații exprimate cu ajutorul matricei $[B_c]$:

$$[B_c]_t\,[\underline{I}_c] = [\underline{I}_q]$$

$$[B_c]\,[U_c] = 0. \tag{35}$$

Prima relație din (35) se obține introducînd (33) în prima relație din (28). A doua relație din (35) se obține înmulțind a doua relație din (28) cu matricea $[B_c]$ la stînga.

Ecuațiile (24) și (35) se rezolvă cu metoda curenților ciclici și se obține :

$$[\underline{Z}_q]\,[\underline{I}_q] = [\underline{E}_q], \tag{36}$$

cu notațiile :

$$[\underline{Z}_q] = [B_c]\,[\underline{Z}_{pc}]\,[B_c]_t$$

$$[\underline{E}_q] = [B_c]\,[\underline{E}_c]. \tag{37}$$

Ecuația (36) se rezolvă în raport cu $[\underline{I}_q]$, inversînd matricea $[\underline{Z}_q]$ de ordin egal cu $c - r$, în care c este numărul de coloane din matricea $[A_c]$, iar r este numărul de rînduri din matricea $[A_c]$. Ținînd seamă de definiția (22), rezultă că numărul de coloane din $[A_c]$ este egal cu numărul de cicluri independente din rețelele inițiale $c = c_1 + c_2$, iar numărul de rînduri este egal cu numărul de cuplaje magnetice.

Matricele $[\underline{Z}_q]$ și $[\underline{E}_q]$ din (37) sînt tocmai matricele din metoda curenților ciclici aplicată în rețeaua finală cu laturi interconectate. Ordinul matricei $[\underline{Z}_q]$ este egal cu numărul curenților ciclici din rețeaua finală $(c - m)$. Metoda expusă nu prezintă avantaje, deoarece matricea $[Z_q]^{-1}$ nu poate fi calculată în funcție de matricele $[\underline{Z}_{c1}]^{-1}$ și $[\underline{Z}_{c2}]^{-1}$ ale rețelelor inițiale.

În literatură se întîlnește preocuparea de a exprima matricea $[\underline{Z}_q]$ în funcție de matricele $[\underline{Z}_{c1}]$ și $]\underline{Z}_{c2}]$ ale rețelelor inițiale. În acest scop se separă în $[B_c]$ două submatrice $[C_I]$ și $[C_{II}]$ corespunzătoare curenților ciclici $[\underline{I}_{cI}]$ și $[\underline{I}_{cII}]$ din cele două rețele :

$$[B_c] = \left|\overline{[C_I]\,|\,[C_{II}]}\right|. \tag{38}$$

Introducînd notația (38) în (37), se obține :

$$[\underline{Z}_q] = [C_1]\,[\underline{Z}_{c1}]\,[C_I]_t + [C_{II}]\,[\underline{Z}_{cII}]\,[C_{II}]_t$$

$$[\underline{E}_q] = [C_I]\,[\underline{E}_{cI}] + [C_{II}]\,[\underline{E}_{cII}]. \tag{39}$$

Folosirea relațiilor (39) nu aduce o simplificare a calculelor, deoarece matricele $[\underline{Z}_q]$ și $[\underline{E}_q]$ pentru rețeaua finală se pot scrie direct cu ajutorul unor reguli simple [4].

Menționăm că relațiile (39) sînt obținute în [6] pe o altă cale. Se examinează rețeaua finală în care se alege un sistem de curenți ciclici, după care se scrie matricea de conexiune de forma $[B_c]$ dintre curenții ciclici ai rețelei finale și curenții ciclici ai rețelelor inițiale.

4. Concluzii

Studiul rețelelor cuplate magnetic a necesitat mai întîi construirea schemelor echivalente ale acestor cuplaje și precizarea condițiilor în care se pot introduce simple legături galvanice. A rezultat necesitatea împărțirii cuplajelor magnetice în două categorii : *cuplaje prin impedanțe mutuale*, care nu pot fi înlocuite prin legături galvanice, și *cuplaje prin transformatoare*, care pot fi înlocuite uneori prin legături galvanice.

În particular, cînd cuplajele se realizează prin transformatoare ideale cu raport 1/1, ele pot fi înlocuite întotdeauna prin legături galvanice. Se obține astfel o rețea finală în care

subreţelele iniţiale sînt interconectate galvanic prin deschiderea şi conectarea unor laturi. Pe această cale s-au precizat condiţiile în care o reţea interconectată prin deschiderea şi cuplarea laturilor este echivalentă cu o reţea cu transformatoare ideale. Schemele celor două reţele sînt echivalente numai dacă deconectarea laturilor se efectuează de la un nod comun al reţelelor iniţiale. Numai în aceste condiţii pot fi aplicate metodele de la paragraful 3 sau metodele întîlnite în literatură [6].

Aplicarea teoriei grafului la studiul reţelelor cuplate prin impedanţe mutuale a permis stabilirea unor relaţii pentru calculul prin sinteză a matricelor inverse. În prima etapă se calculează matricele inverse $[\underline{Z}_c]^{-1}$ ale reţelelor izolate, iar în a doua etapă se introduc cuplajele magnetice şi se recalculează matricea $[\underline{Z}_c]^{-1}$ a reţelei finale, folosind rezultatele obţinute anterior la studiul separat al reţelelor izolate. Ultima etapă a calculului necesită inversarea unei matrice de ordin egal cu numărul cuplajelor magnetice. În consecinţă, metoda expusă necesită inversarea succesivă a unor matrice de ordin redus, evitînd astfel inversarea unei matrice de ordin ridicat pentru reţeaua finală.

Aplicarea teoriei grafului la studiul reţelelor cuplate prin deschiderea şi interconectarea unor laturi a permis rezolvarea ecuaţiilor de funcţionare în două etape. În prima etapă se aplică metoda curenţilor ciclici în fiecare din reţelele izolate şi se calculează matricele $[\underline{Z}_c]^{-1}$. În a doua etapă se aplică o metodă analogă cu metoda potenţialelor la noduri şi se rezolvă ecuaţiile de funcţionare prin inversarea unei matrice de ordin egal cu numărul cuplajelor magnetice, echivalente legăturilor galvanice.

În metoda expusă s-a urmărit rezolvarea ecuaţiilor de funcţionare finale prin inversarea unor matrice de ordin redus, în timp ce în literatură se întîlneşte numai preocuparea de a obţine matricele $[\underline{Z}_c]$ şi $[\underline{E}_c]$ ale reţelei finale în funcţie de matricele corespunzătoare ale reţelelor iniţiale. S-a arătat că relaţiile pentru calculul matricelor $[\underline{Z}_c]$ şi $[\underline{E}_c]$ ale reţelei finale nu prezintă importanţă, deoarece aceste matrice se pot scrie direct, examinînd reţeaua finală în care se alege un nou arbore.

Bibliografie

[1] *Răduleţ, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii. Bucureşti, Editura energetică de stat, 1954.
[2] *Bercovici, M.* Calculul matricial al reţelelor electrice. În: Buletinul I.P.B., nr. 23, 1961.
[3] *Antoniu, I. S.* Calculul matricial şi tensorial în electrotehnică. Bucureşti, Editura tehnică, 1962.
[4] *Pololea, E.* Ecuaţiile matriciale ale reţelelor electrice. În: Electrotehnica, nr. 11, 1964.
[5] *Maximovici, H. G.* Lineinîie electriceskie ţepi i ih preobrazovanie. Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat. 1963.
[6] *Kron, G.* Tensor Analysis of Networks. New York, Editura John Wiley and Sons, 1939.
[7] *Angot, A.* Compléments de mathématiques. Paris, Editure Revue d'optique, 1961.

Intrat în redacţie la 8.IV.1967

O nouă formulă generală pentru puterea reactivă în sistemele trifazate

Vasile N. Nedelcu* — Bucureşti

CZ 621.3.016.25.011.1

Introducere

S-a demonstrat anterior [1] că expresiile clasice utilizate în literatură pentru puterea reactivă trifazată instantanee în funcţie de variabilele a,b,c (q) [2]:

$$q_a = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_{ab}\, i_c + u_{bc}\, i_a + u_{ca}\, i_b) \qquad (1)$$

sau în funcţie de componentele d,q [3], [4]:

$$q_d = \frac{3}{2} (u_q\, i_d - u_d\, i_q) \qquad (2)$$

sînt identice, şi că, în regim permanent nesimetric, valorile medii ale mărimilor respective nu reprezintă puterea reactivă, adică:

$$Q_a = Q_d = \frac{1}{T}\int_0^T q_a\, \mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^T q_d\, \mathrm{d}t = Q_1 - Q_2, \qquad (3)$$

unde Q_1, Q_2 sînt puterile reactive medii ale sistemelor de succesiune directă şi inversă:

$$Q_1 = \frac{3}{2} U_1 I_1 \sin \varphi_1;\ Q_2 = \frac{3}{2} U_2 I_2 \sin \varphi_2, \qquad (4)$$

U_1, U_2, I_1, I_2 fiind modulele fazorilor reprezentativi ai sistemelor simetrice de tensiuni şi curenţi de succesiune directă şi inversă;

φ_1, φ_2 — defazajele dintre fazorii reprezentativi de tensiune şi curent.

Este ştiut că într-un asemenea regim, puterea reactivă trifazată are expresia:

$$Q = \frac{3}{2} \sum U_n I_n \sin \varphi_n = Q_1 + Q_2, \qquad (5)$$

unde U_n, I_n reprezintă modulele fazorilor de tensiune (pe faza) şi curent, corespunzători mărimilor celor trei faze $(n = a,b,c)$; φ_n — defazajul dintre fazorii de tensiune şi curent ai fazei n.

* Dr. ing. *V. N. Nedelcu* este profesor la Catedra de maşini electrice din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

Scopul lucrării de față este acela de a stabili o nouă expresie pentru puterea reactivă în sistemele trifazate, valabile și în cazul regimurilor nesimetrice.

În acest scop se vor utiliza noțiunea de putere reactivă instantanee, introdusă anterior de autor [5], și noțiunea de fazor reprezentativ al unui sistem trifazat de mărimi scalare.

Relații de transformare a variabilelor

Se consideră un receptor trifazat caracterizat prin mărimile instantanee pe fază u_n, i_n:

$$u_n = U_n \cos(\omega t + \varepsilon_n); \quad (6)$$

$$i_n = I_n \cos(\omega t + \beta_n). \quad (7)$$

În mod direct, mărimile (6), (7) pot fi corelate cu ajutorul fazorilor Fresnel:

$$u_n = \frac{1}{2}(\underline{u}_n + \underline{u}_n^*); \quad (8)$$

$$i_n = \frac{1}{2}(\underline{i}_n + \underline{i}_n^*), \quad (9)$$

unde $\underline{u}_n$, $\underline{u}_n^*$, $\underline{i}_n$, $\underline{i}_n^*$ sînt fazorii Fresnel și au expresiile:

$$\underline{u}_n = \underline{U}_n e^{j\omega t} = u_n + ju'_n; \quad \underline{u}_n^* = \underline{U}_n^* e^{-j\omega t} = u_n - ju'_n; \quad (10)$$

$$\underline{i}_n = \underline{I}_n e^{j\omega t} = i_n + ji'_n; \quad \underline{i}_n^* = \underline{I}_n^* e^{-j\omega t} = i_n - ji'_n, \quad (11)$$

unde $\underline{U}_n$, $\underline{U}_n^*$, $\underline{I}_n$, $\underline{I}_n^*$ sînt fazorii complecși staționari:

$$\underline{U}_n = U_n e^{j\varepsilon_n}; \quad \underline{U}_n^* = U_n e^{-j\varepsilon_n}; \quad (12)$$

$$\underline{I}_n = I_n e^{j\beta_n}; \quad \underline{I}_n^* = \underline{I}_n e^{-j\beta_n}, \quad (13)$$

iar u'_n, i'_n sînt mărimi instantanee, care au expresiile:

$$u'_n = U_n \sin(\omega t + \varepsilon_n); \quad (14)$$

$$i'_n = I_n \sin(\omega t + \beta_n). \quad (15)$$

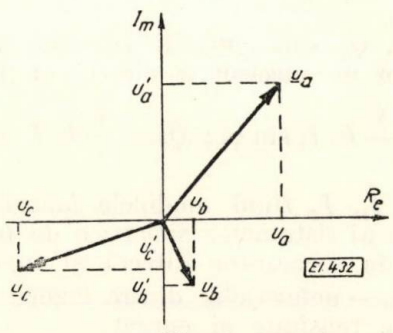


Fig. 1

În figura 1 sînt reprezentați fazorii Fresnel $\underline{u}_n$ ai sistemului (6) de tensiuni considerat.

Fazorii reprezentativi ai celor două sisteme de mărimi instantanee au expresiile:

$$\underline{u} = u \underline{|\varepsilon} = \frac{2}{3} \sum \underline{\alpha}_n u_n; \quad (16)$$

$$\underline{i} = i \underline{|\beta} = \frac{2}{3} \underline{\alpha}_n i_n, \quad (17)$$

unde u, i sînt amplitudinile; ε, β — fazele fazorilor față de axa reală a sistemului complex de coordonate.

Dacă în (16), (17) se introduc (8), (9), se obține:

$$\underline{u} = \frac{1}{2}(\underline{u}_1 + \underline{u}_2^*); \quad (18)$$

$$\underline{i} = \frac{1}{2}(\underline{i}_1 + \underline{i}_2^*), \quad (19)$$

unde $\underline{u}_1$, $\underline{i}_1$ sînt fazorii reprezentativi ai sistemelor de tensiune și curent de succesiune a fazelor directă:

$$\underline{u}_1 = \frac{1}{3} \sum \underline{\alpha}_n \underline{u}_n = \underline{U}_1 e^{j\omega t}; \quad (20)$$

$$\underline{i}_1 = \frac{1}{3} \sum \underline{\alpha}_n \underline{i}_n = \underline{I}_1 e^{j\omega t}, \quad (21)$$

unde $\underline{\alpha}_n$ sînt operații de deplasare:

$\alpha_a = e^{j2\pi}$; $\alpha_b = e^{j\rho}$; $\alpha_c = e^{j2\rho}$; $\rho = 2\pi/3$ rad el; (22)

$\underline{U}_1$, $\underline{I}_1$ — fazorii Stokvis-Fortescue de succesiune a fazelor directă.

Fazorii $\underline{u}_2^*$, $\underline{i}_2^*$ reprezintă fazorii complex conjugați fazorilor reprezentativi de succesiune a fazelor inversă:

$$\underline{u}_2^* = \frac{1}{3} \sum \underline{\alpha}_n \underline{u}_n^* = \underline{U}_2^* e^{-j\omega t}; \quad (23)$$

$$\underline{i}_2^* = \frac{1}{3} \sum \underline{\alpha}_n \underline{i}_n^* = \underline{I}_2^* e^{-j\omega t}, \quad (24)$$

unde $\underline{U}_2$, $\underline{I}_2$ sînt fazorii Stokvis-Fortescue de succesiune a fazelor inversă.

Dacă în (18), respectiv (23), se introduce (8), respectiv (10), se obține:

$$\underline{u}_1 = \frac{1}{2}\underline{u} + \frac{1}{2} j \underline{u}'; \quad (25)$$

$$\underline{u}_2^* = \frac{1}{2}\underline{u} - \frac{1}{2} j \underline{u}', \quad (26)$$

unde $\underline{u}'$ reprezintă fazorul reprezentativ al mărimilor u'_n:

$$\underline{u}' = \frac{2}{3} \sum \underline{\alpha}_n u'_n. \quad (27)$$

Relațiile (25), (26) permit corelarea fazorului $\underline{u}'$ cu fazorii $\underline{u}_1$, $\underline{u}_2^*$:

$$j \underline{u}' = \underline{u}_1 - \underline{u}_2^*$$

sau:

$$\underline{u}' = -j(\underline{u}_1 - \underline{u}_2^*). \quad (28)$$

În figura 2 sînt reprezentaţi fazorii $\underline{u}$, $\underline{u}'$, $\underline{u}_1$, $\underline{u}_2^*$ şi locurile geometrice pe care vîrfurile acestor fazori le descriu în decursul unei perioade de variaţie a mărimilor scalare u_n.

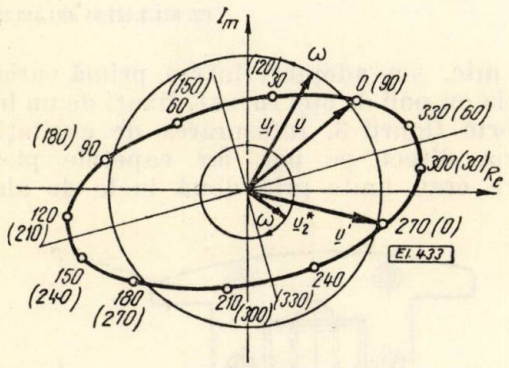


Fig. 2

Examinînd formula (28), se constată că fazorul $\underline{u}'$ îşi găseşte locul său firesc în ansamblul mărimilor utilizate curent în electrotehnică.

Expresia generală a puterii reactive

În continuare se va analiza expresia puterii complexe aparente instantanee $\underline{s}'$:

$$\underline{s}' = \frac{3}{2}(\underline{u}'\,\underline{i}^*). \tag{29}$$

care, luînd în considerare (28), (29), devine:

$$\underline{s}' = \frac{3}{2}(-\mathrm{j})(\underline{u}_1 - \underline{u}_2^*)(\underline{i}_1^* + \underline{i}_2). \tag{29'}$$

Valoarea medie a mărimii complexe $\underline{s}'$ este $\underline{S}'$:

$$S' = P' - \mathrm{j}\underline{Q} = \frac{3}{2}(-\mathrm{j})(\underline{U}_1\,\underline{I}_1^* - \underline{U}_2^*\,\underline{I}_2), \tag{30}$$

unde:

$$P' = Q_1 + Q_2 = Q; \tag{31}$$

$$Q_1 = P_1 - P_2. \tag{32}$$

Rezultă că partea reală a expresiei $\underline{s}'$ reprezintă puterea reactivă trifazată instantanee, exprimată prin intermediul fazorilor reprezentativi $\underline{u}'$, $\underline{i}^*$, iar partea reală a expresiei $\underline{S}'$ — puterea totală reactivă medie:

$$q = \mathrm{Re}\,(\underline{s}'); \tag{33}$$

$$Q = \mathrm{Re}\,(\underline{S}'). \tag{34}$$

Fazorul $\underline{u}'$ poate fi exprimat în funcţie de componentele sale în diferite sisteme de coordonate. Astfel, în sistemul de coordonate d, q, acest fazor devine $\underline{u}'_F$ şi are expresia:

$$\underline{u}'_F = u'_d + \mathrm{j}u'_q, \tag{35}$$

iar puterea reactivă în acest sistem are expresia:

$$q = \frac{3}{2}(u'_d\,i_d + u'_q\,i_q). \tag{36}$$

Concluzii

1. Fazorul reprezentativ $\underline{u}'$, introdus în această lucrare, asociat cu mărimile $\underline{u}'_n$ introduse în lucrarea anterioară a autorului [5], îşi găseşte locul firesc (28) în ansamblul celorlalte mărimi simbolice folosite curent în electrotehnică. Aceasta constituie un argument suplimentar în favoarea introducerii şi folosirii mărimilor u'_n şi a corelării acestor mărimi cu noţiunea de putere reactivă instantanee.

2. În cazul general al sistemelor trifazate puterea reactivă instantanee reprezintă partea reală a puterii complexe aparente instantanee $\underline{s}'$ (33).

Bibliografie

[1] *Nedelcu, N. V.* K woprosu o wirajenii reactiwnoi moschtchnosti trehfaznih sistem. În: IVUZ Energetika, nr. 9, 1962, p. 18–23.

[2] *Iliovici, A.* Définition et mesure de la puissance et de l'énergie réactives. În: Bulletin de la Société Française des Électriciens, nr. 11, 1925, p. 931–954.

[3] *Concordia, Ch.* Synchronous Machines. Theory and Performance. New York, John Wiley and Sons, 1951.

[4] *Mamikoniantz, L. G.* Opredelenie reaktiwnoi moschtchnosti sinhronoi maschini pri asinhronnom regime. În: Elektricestvo, nr. 3, 1958.

[5] *Nedelcu, N. V.* Die einheitliche Leistungstheorie der unsymetrischen und mehrwellingen Mehrphasensysteme. În: ETZ-A **84**, nr. 5, 1963, p. 153–157.

Intrat în redacţie la 10.III.1967

NOTĂ: În Electrotehnica nr. 11, 1967, pagina 410, rîndul 1 stînga, se va citi: Formulele propuse . . . .

Contribuţii la micşorarea pierderilor în polii maşinilor sincrone de puteri medii

Constantin Răduţ şi Vasile Creţa* — Bucureşti

CZ 621.3.017.31 :621.313.32.042.13

Asimilarea unei serii de generatoare sincrone cu puteri cuprinse între 50 şi 200 kVA a fost precedată de numeroase cercetări teoretice şi experimentale efectuate la Uzina de maşini electrice — Bucureşti, în scopul obţinerii unor maşini de dimensiuni cît mai reduse şi avînd caracteristici de funcţionare la nivelul actual al normelor şi standardelor româneşti şi străine. În principal, noile maşini trebuie să asigure respectarea unor condiţii de natură foarte diversă, printre care :

a) încadrarea în dimensiuni CEI ;

b) corespondenţa parametrilor de funcţionare cu normele străine ;

c) funcţionarea la tensiune constantă, indiferent de variaţia sarcinii ;

d) posibilitatea funcţionării în paralel ;

e) construcţia tehnologică adecvată producţiei de serie ;

f) executarea rotorului în clasa de izolaţie E sau B.

De la început a rezultat, ca optimă, varianta cu rotor-inductor cu poli aparenţi, refuzîndu-se soluţiile de construcţie inversă (cu poli pe stator şi rotor indus) sau cu poli înecaţi, prima rezultînd cu dimensiuni mai mari şi avînd organe culegătoare de curent ancombrante, iar a doua necorespunzînd atît necesităţii utilizării conductoarelor profilate pentru înfăşurarea de excitaţie, cît şi realizării în bune condiţii a unui bobinaj de amortizare.

Utilizarea unor soluţii constructive cunoscute cu polii executaţi din tole conform figurilor 1 şi 2 [1], sau a altor soluţii constructive derivate din acestea, recomandate de literatura de specialitate pentru realizarea rotoarelor generatoarelor sincrone, n-au putut fi acceptate deoarece impuneau pentru rotor un diametru mare care ducea la imposibilitatea executării generatoarelor la dimensiunile de gabarit impuse. Aceasta se datoreşte faptului că, în aceste soluţii constructive, modul de fixare a polului impune pentru butucul rotorului (jugului rotor) dimensiuni mult mai mari.

De asemenea, executarea în talpa polară a unui bobinaj de amortizare într-un sistem cunoscut impunea dimensiuni mărite pentru rotor.

Pentru realizarea generatorului de 100 kVA cu care s-a început asimilarea seriei de generatoare, fiind primul solicitat ca urgenţă, în scopul obţinerii unui rotor cu diametrul cît mai mic, s-a adoptat, într-o primă variantă, soluţia cu poli de oţel turnat, fixaţi de un butuc conform figurii 3. Înfăşurarea de excitaţie se bobina direct pe pol, iar capetele pieselor polare erau unite prin două inele de alamă.

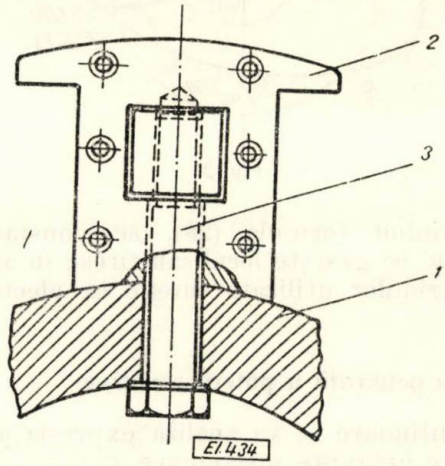


Fig. 1. Fixarea polului din tole prin şuruburi de jugul rotor :
1 — jugul rotor ; *2* — polul ; *3* — şurubul de fixare.

Se aprecia că polii masivi astfel construiţi şi bobinaţi vor ceda mai bine căldura şi vor avea o bună comportare la mersul în paralel, masivitatea înlocuind bobinajul de amortizare.

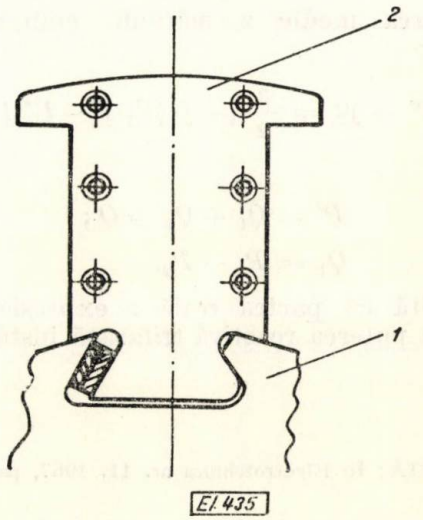


Fig. 2. Fixarea polului din tole prin coadă de rîndunică de jugul rotor :
1 — jugul rotor ; *2* — polul.

S-a văzut însă la încercări că, dat fiind întrefierul relativ mic, impus de dorinţa realizării unei construcţii foarte economice din punctul de vedere al dimensiunilor, în piesele polare

---

* *C. Răduţ* este ing. şef adj. de concepţie la Uzina de maşini electrice — Bucureşti şi V. Creţa este ing. principal a aceeaşi uzină.

luau naştere pierderi suplimentare de suprafaţă foarte mari, care încălzeau în ansamblu maşina. În afară de aceasta, prelucrarea po-

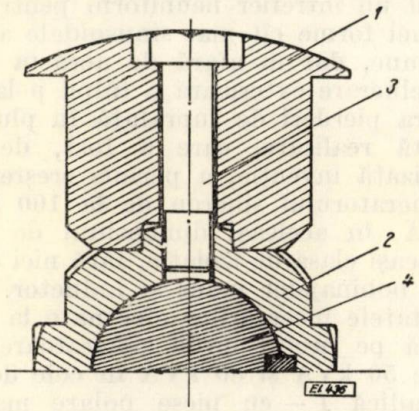


Fig. 3. Realizarea rotorului la generatorul sincron de 100 kVA, U.M.E.B.:
1 – polul masiv; *2* – butucul rotorului masiv; *3* – şurubul de fixare; *4* – axul.

lilor pe aproape toate suprafeţele era netehnologică şi inconvenientul se păstra chiar în cazul polilor forjaţi.

se strîngeau într-o placă de fier introdusă în ferestrele proiectate în tole (fig. 5).

Asamblarea roţii polare sub formă de cruce se efectua cu ajutorul niturilor, ca în construcţiile obişnuite. O asemenea construcţie a scăzut relativ puţin pierderile în poli, dar a necesitat bobinarea înfăşurării de excitaţie pe casete metalice care se introduceau pe poli înainte de fixarea tălpilor polare. Apariţia unor interstiţii mici de aer între casete şi poli nu a modificat condiţiile de răcire, polul lamelar ducînd chiar la o mică scădere a încălzirii maşinii.

Etapa hotărîtoare a fost trecerea la piese polare din tole. Au fost imaginate şi cercetate mai multe construcţii, dintre care vom menţiona pe cele mai valoroase:

A) Într-o primă variantă (fig. 6), tolele *1*, formînd piesa polară, sînt solidarizate prin niturile *2*, iar polul astfel asamblat este prins de butucul *3* prin buloanele *4* cu cap hexagonal. Soliditatea construcţiei este asigurată de piesa masivă *5*, din material feros, aşezată într-un locaş potrivit practicat la tole. Pentru evitarea

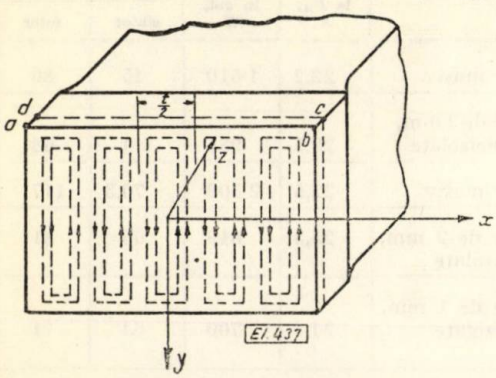


Fig. 4. Producerea curenţilor turbionari la suprafaţa pieselor polar masive.

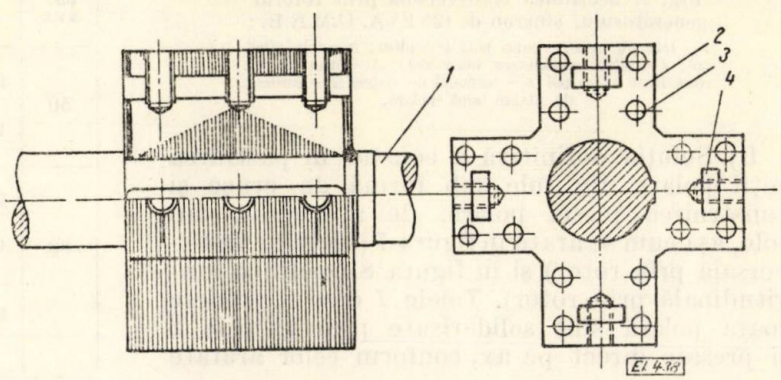


Fig.5 Realizarea miezurilor polilor şi a butucului rotor din tole ştanţate:
1 – axul; *2* – tola; *3* – nitul; *4* – piesa de fixare.

Pornind de la problemele foarte cunoscute ale apariţiei pierderilor de suprafaţă în armăturile netede ale maşinilor de curent alternativ [2], [3] şi ţinînd seamă că adîncimea pe care se manifestă aceste pierderi este relativ mică (distanţa *bc* din fig. 4), s-a aplicat ca o primă măsură pentru reducerea pierderilor în fier, practicarea pe strung, la suprafaţa tălpilor polare, a unor canale cu adîncimea de 2—2,5 mm. La vremea sa, această măsură a fost deosebit de eficientă, scăzînd încălzirea bobinajului rotorului de la 90 la 75°C.

Totuşi, inconvenientele tehnologice arătate au rămas — şi în plus s-a considerat că pierderile suplimentare sînt încă mari.

Un pas important înainte, mai ales din punct de vedere constructiv, s-a făcut prin adoptarea unei roţi polare din tablă de 2 mm, ştanţată, care se împacheta direct pe ax. Ca element nou apare şi fixarea piesei polare, executată separat din oţel masiv, cu ajutorul unor buloane care pierderilor suplimentare de suprafaţă în această piesă masivă se execută caneluri puţin adînci şi de lăţime foarte mică, astfel încît să nu se provoace mărirea curentului de magnetizare.

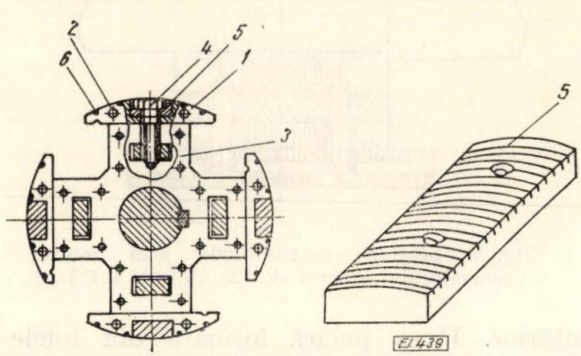


Fig. 6. Fixarea pieselor polare din tole cu şurub şi piesă masivă:
1 – tola talpă pol; *2* – nitul de strîngere tolă talpă pol; *3* – miezul; *4* – şurubul de fixare; *5* – piesa masivă de fixare; *6* – cordonul de sudură.

În tolele polilor s-au ştanţat şanţuri care formau bobinajul de amortizare folosind cordoane de sudură în aceste şanţuri (poz. *6*, fig. 6), şi care au fost plasate corespunzător la suprafaţa polului. Evident însă că pierderile în fier cresc puţin în acest caz.

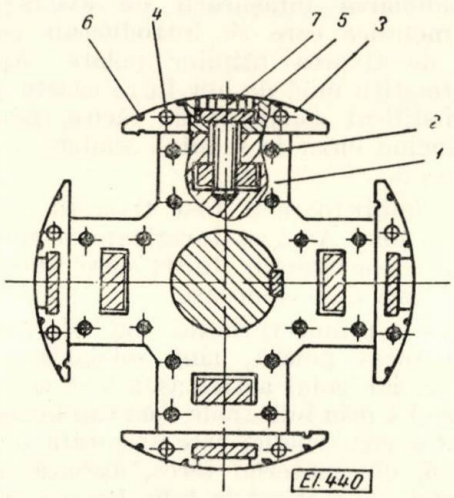


Fig. 7. Secţiunea transversală prin rotorul generatorului sincron de 125 kVA, U.M.E.B. :
1 — tola jug rotor + miez pol; *2* — nitul; *3* — tola talpă pol; *4* — nitul consolidare talpă pol; *5* — piesa masivă consolidare talpă pol; *6* — cordonul de sudură; *7* — şurubul de fixare talpă polară.

B) Soluţia definitivă a constat în păstrarea roţii polare din tole sub formă de cruce şi construirea piesei polare, de asemenea, din tole, aşa cum se arată în figura 7 (secţiune transversală prin rotor) şi în figura 8 (secţiune longitudinală prin rotor). Tolele *1* care alcătuiesc roata polară sînt solidarizate prin niturile *2* şi presate direct pe ax, conform celor arătate

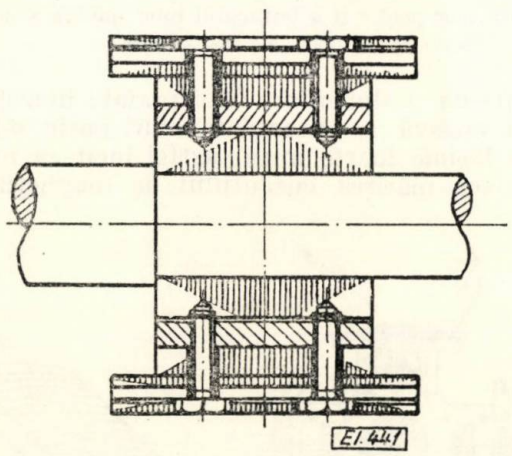


Fig. 8. Secţiune longitudinală prin rotorul generatorului sincron de 125 kVA, U.M.E.B.

anterior. Piesa polară formată din tolele *3* este consolidată prin niturile *4* şi piesa de oţel lat *5*. S-au executat şi cordoanele de sudură *6* constituind bobinajul de amortizare. Asamblarea tălpii polare cu roata polară se face prin buloanele *7*, al căror cap hexagonal este îngropat într-un locaş efectuat în piesa polară.

Profilul piesei polare rezultă din ştanţare, asigurînd un întrefier neuniform pentru realizarea unei forme cît mai sinusoidale a curbei de tensiune, dar în afară de aceasta elimină orice prelucrare exterioară a tălpii polare care ar genera pierderi de suprafaţă în plus.

Această realizare, care a fost, de altfel, caracterizată invenţie, a permis creşterea puterii generatorului sincron de la 100 kVA la 125 kVA, în aceleaşi dimensiuni de gabarit şi în aceeaşi clasă de izolaţie, fără nici o modificare a bobinajelor indus şi inductor.

Rezultatele încercărilor efectuate la standul de probă pe prototipurile generatoarelor sincrone de 50 kVA şi 80 kVA în cele două variante, adică I — cu piese polare masive şi II — cu piese polare din tole — fără să se efectueze alte modificări, sînt date în tabela 1.

Tabela 1

Putere generator, kVA	Talpă polară din :	Curentul de excitaţie la P_n, A	Pierderile în fier la mersul în gol, W	Încălzirea bobinajelor, °C	
				stator	rotor
50	fier masiv	22,2	1 510	45	86
	tole de 2 mm, neizolate	23,5	985	44	68
80	fier masiv	22,5	2 300	70,3	117
	tole de 2 mm, izolate	25,3	819	65	81
	tole de 1 mm, izolate	24,4	700	64	71

Rezultatele obţinute la generatoarele de 100 şi 125 kVA în cursul probelor experimentale şi de omologare sînt date în tabela 2.

Tabela 2

Putere generator, kVA	Talpa polară	Curentul de excitaţie, la P_n, A	Încălzirea bobinajelor, °C	
			stator	rotor
100	masivă	19,8	52	73
125	masivă	22,5	60,5	82
	din tole de 1,5 mm, neizolate	23,4	55	61

Probele au fost efectuate la $\cos\varphi = 0{,}8$ inductiv şi aproximativ la aceeaşi tensiune.

Rezultatele surprinzător de favorabile obţinute în special la generatorul de 80 kVA date în tabela 1 se datoresc şi faptului că acesta are lungimea pachetului de tole mare,

de 260 mm. Generatorul de 50 kVA are acelaşi diametru ca şi generatorul de 80 kVA, dar lungimea pachetului de tole numai de 150 mm.

Scăderea simţitoare a pierderilor şi a încălzirilor a permis la construcţia finală adoptată o mărire a întrefierului maşinii, obţinîndu-se în acest fel o siguranţă în exploatare sporită. Acest fapt explică creşterea curentului de excitaţie care se constată în tabelele 1 şi 2.

Din punct de vedere tehnologic, prin ştanţarea cu matriţa bloc a tolelor pentru roata şi piesele polare, s-a realizat o simplificare a operaţiilor de prelucrare, s-au redus cîte o montare şi o demontare intermediară ale rotorului şi, în sfîrşit, s-a redus manopera de fabricaţie a rotorului.

Această ultimă soluţie constructivă stă în prezent la baza executării la U.M.E.B. a seriilor de generatoare sincrone cuprinse între 50 şi 125 kVA, aflate la nivelul celor mai bune generatoare sincrone din lume.

Se prevede extinderea seriei pînă la 200 kVA.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. II. Maşina sincronă şi maşina comutatoare. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.
[2] *Gheorghiu, I. S.* Maşini electrice, vol. II. Maşina asincronă. Bucureşti, Tipografia învăţămîntului, 1956.
[3] *Greig, I.* şi *Sathirakul, K.* Pierderile de suprafaţă în polii alternatoarelor. În: Proceedings of the institutions of electrical engineers C **108**, nr. 13, mart 1967, p. 130–128.

Intrat în redacţie la 7.VIII.1967

Utilizarea răşinilor epoxidice la executarea izolatoarelor şi a pieselor electroizolante

Eugen Stere şi Simion Lucescu* – Bucureşti

CZ 621.316.62 :621.315.616.96.001.4

Preocuparea permanentă de a reduce la minimum posibil dimensiunile şi greutatea izolatoarelor de înaltă tensiune a dus, pe lîngă modificarea formei constructive a acestora, la utilizarea de noi materiale electroizolante. Dintre aceste materiale electroizolante noi s-au impus răşinile epoxidice prin proprietăţile lor remarcabile:

— prelucrare uşoară la temperaturi reduse;
— nu degajă volatile în timpul întăririi;
— contracţie mică la întărire, ceea ce permite turnarea cu toleranţe dimensionale suficient de strînse;
— aderenţă foarte bună la metale;
— proprietăţi mecanice, electrice şi chimice superioare.

Ca urmare firească a acestui ansamblu de proprietăţi, izolaţiile turnate din amestecuri epoxidice simplifică construcţia pieselor şi aparatelor, permiţînd reducerea greutăţii şi gabaritelor acestora. Pe plan mondial, răşinile epoxidice sînt folosite de peste 15 ani pentru izolatoare şi piese electroizolante de interior [1].

În aplicaţiile de exterior s-au întîmpinat dificultăţi datorită rezistenţei slabe a răşinilor epoxidice clasice la razele ultraviolete. Apariţia răşinilor epoxidice cicloalifatice permite o rezolvare satisfăcătoare a izolaţiilor de exterior, răşinile cicloalifatice prezentînd o rezistenţă foarte bună la radiaţii, intemperii şi medii nocive [2], [3].

Complexitatea sistemelor epoxidice folosite astăzi în lume impune o trecere în revistă a claselor de substanţe ce intră în componenţa acestor sisteme epoxidice, cum şi influenţele principale pe care acestea le au asupra sistemelor respective.

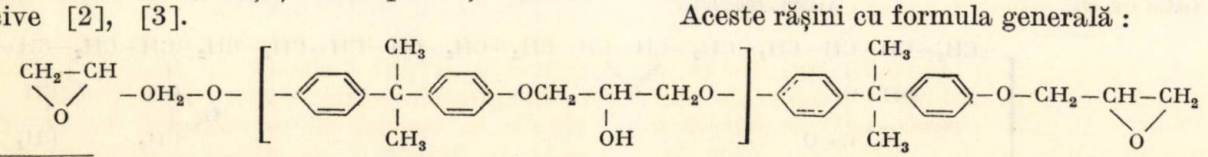
Sistemele epoxidice se compun, în principal din răşină epoxidică şi agentul de întărire, iar pe lîngă acestea pot apărea, în diferite procente, diverse adaosuri, ca: materiale de umplutură, acceleratori ai procesului de întărire, flexibilizatori şi diluanţi.

O clasificare riguroasă a răşinilor epoxidice nu se poate face, dat fiind numărul foarte mare de răşini epoxidice existente astăzi pe piaţă.

În general, se poate vorbi de trei clase mari de răşini epoxidice, studiate şi catalogate: răşini epoxidice aromatice, răşini epoxidice cicloalifatice, răşini epoxidice olefinice.

Din rîndul răşinilor aromatice se detaşează, prin proprietăţile lor superioare, răşinile epoxidice bisfenolice care se obţin din reacţia dianului (numit şi bisfenol A) cu epiclorhidrina. În funcţie de raportul reactanţelor şi condiţiilor de reacţie se obţine o varietate de răşini epoxidice, de la răşini fluide la temperatura camerei la răşini solide la temperaturi de peste 100°C [4].

Aceste răşini cu formula generală:



* Ing, *E. Stere* este cercetător la I.C.P.E., iar ing. *S. Lucescu* cercetător principal tot la I.C.P.E.

sînt sintetizate, de numeroase firme, într-un spectru de produse de diferite viscozități și conținuturi epoxidice (tabela 1).

Rășini pe bază de dian și epiclorhidrină *Tabela 1*

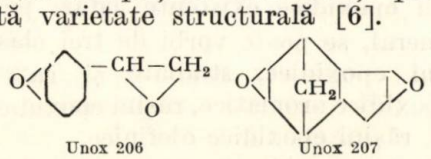
Tipul de rășină	Echivalent epoxidic, g/echivalent oxigen	Viscozitate, cP/25°C	Producător
Rășini lichide			
Araldit F	185—200	9 000— 13 000	CIBA
DER 331	186—192	11 000— 14 000	Dow Chemical Comp.
Dobeckot 501	—	7 000— 8 000	Dr. Beck
Epikote 828	182—194	10 000— 15 000	Shell
Epikote 871	390—470	40 000— 90 000	Shell
Epikote 817	210—240	20 000— 25 000	Shell
Epotuf 37—140	185—196	10 000— 15 000	Reichhold
ERL 2774	182—196	11 000— 14 000	Union Carbide
Dinox 040	250—330	max. 160 000	Getica

Rășini solide

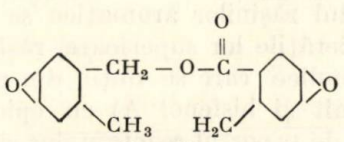
Tipul de rășină	Echivalent epoxidic, g/echivalent oxigen	Punct de înmuiere, °C	Producător
Araldit B	370—400	50—60	CIBA
DER 661	475—575	70—80	Dow Chemical Comp.
Dobeckot 500	360—420	—	Dr. Beck
Epikote 864	300—375	40—45	Shell
Epikote 1001	490	70	Shell
Epikote 1004	940	100	Shell
Epotuf 37300	390—440	52—56	Reichhold
Lekutherm X-30	340—380	45	Bayer
Dinox 110	400—500	49—53	Getica

Rășinile epoxidice bisfenolice prezintă proprietăți mecanice și dielectrice foarte bune, însă au rezistență slabă la arcul electric și la curenți de scurgere [5].

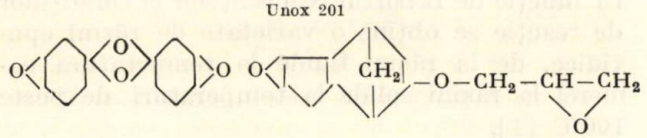
Rășinile epoxidice cicloalifatice se obțin prin epoxidarea compușilor olefinici și prezintă o evidentă varietate structurală [6].



Unox 206 Unox 207



Unox 201



Araldit CY 175 Araldit × 200/2137

Aceste rășini sînt foarte variabile și din punctul de vedere al proprietăților fizice și chimice (tabela 2).

Tabela 2

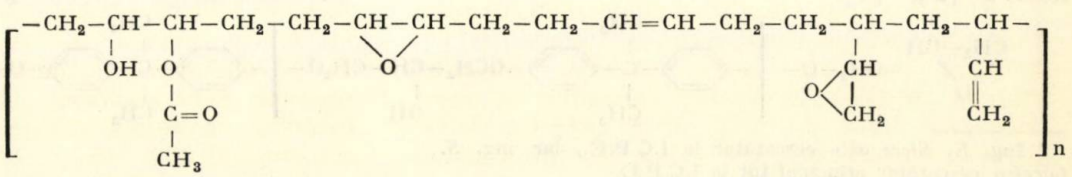
Rășini epoxidice cicloalifatice

Tipul de rășină	Viscozitatea la 25°C, cP	Greutatea specifică la 25°C, g/cm³	Echivalent, expoidic, g/echivalent oxigen	Punct de înmuiere
Unox 201	1 200	1,121	145	—
Unox 206	7,7	1,099	76	—
Unox 207	—	1,33	82	84
Araldit (Cy 175)	150 000—250 000	—	162	—
Araldit (Cy 176)	15 000— 30 000	—	172—200	—
Araldit (Cy 178)	5 000— 60 002	—	252	—
Araldit (Cy 179)	1 000— 1 500	—	134	—

Rășinile cicloalifatice, prin inerția lor chimică mărită față de alte clase de rășini, se pretează să fie utilizate pentru izolații de exterior. Ele au o rezistență deosebită la îmbătrînire sub acțiunea căldurii, radiațiilor, agenților externi, conservînd mult timp valorile inițiale ale proprietăților mecanice și electrice. Rezistența la îmbătrînire le recomandă pentru izolații de exterior [7], [8], iar valorile de rezistență la arc electric le recomandă în mod egal pentru aparatură de comutare [9]. Dacă pînă în prezent s-a întîrziat în introducerea pe scară largă a acestor rășini în industria electrotehnică, cauza au constituit-o numai procesele de sinteză a acestor rășini, procese care ridică probleme complexe de aparatură și tehnologie [10]. În afară de cei doi mari producători de rășini epoxidice, CIBA și Union Carbide, în foarte puține locuri s-a mai inițiat sinteza acestor produse.

A treia categorie de rășini epoxidice, pe cale să obțină din ce în ce mai mult teren în aplicațiile industriale, datorită posibilităților mai mari de obținere, o constituie rășinile poliolefinice.

Aceste rășini, obținute prin epoxidarea poliolefinelor, sînt găsite într-un spectru de produse, de diferite fluidități și conținuturi epoxidice, după cum gradul de polimerizare [11] [12] ia diverse valori:



Proprietăţile acestor răşini, cunoscute sub numele de OXIRON (S.U.A.), sînt redate în tabela 3.

Tabela 3

Răşini epoxidice poliolefinice

Proprietatea	Tipul de răşină		
	oxiron 2000	oxiron 2001	oxiron 2002
Viscozitate la 25°C, cP	1 800	160	15
Greutatea specifică la 25°C, g/cm³	1,1	1,014	0,985
Echivalent epoxidic, g/echivalent oxigen	177	145	232
Nevolatile, %	99	94,2	77,1

Răşinile epoxidice poliolefinice au trezit interes prin faptul că sinteza lor este mult mai simplă, plecînd de la produse de mare tonaj (derivaţi de butadienă) şi implicînd un număr redus de faze de reacţie, Ţara noastră se numără printre primii experimentatori în acest domeniu, cu bune rezultate [12], [13].

Inconvenientul pe care îl prezintă totuşi utilizarea acestor răşini constă în rezistenţa mai slabă la îmbătrînire, ca urmare a nesaturării reziduale pe care o conţin. Deşi există credinţa că găsirea unor sisteme de întărire specifice poate rezolva în bună măsură acest inconvenient, rezultatele comunicate pînă în prezent nu sînt pe deplin satisfăcătoare.

Ca atare, răşinile epoxidice nu prezintă proprietăţi care să le facă utilizabile.

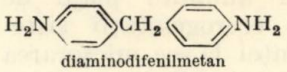
Proprietăţile lor tipice se realizează prin poliadiţionarea moleculelor epoxidice bifuncţionale la substanţe active numite întăritori. Agenţii de întărire studiaţi şi unii dintre ei catalogaţi sînt : acizii organici şi anhidridele lor, acizii minerali, poliesteri, amine, amide, fenoli, răşini fenolice, răşini azotoase, săruri, nitrili, lactone, izocianaţi etc.

Principalii agenţi de întărire sînt împărţiţi în două categorii, după pH-ul lor, şi anume : substanţe bazice şi acide.

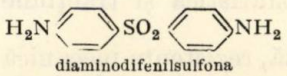
Între întăritorii bazici (aminici în principal) şi acizi apar diferenţe atît în ceea ce priveşte procesul de întărire, cît şi în proprietăţile mecanice şi electrice ale răşinii epoxidice întărite.

Întăritorii aminici (poliamine alifatice şi aromatice) reacţionează cu răşinile epoxidice formînd preponderent grupe eterice [14], întărirea decurge la temperaturi joase, iar proprietăţile polimerului întărit sînt mai slabe la temperaturi ridicate [15].

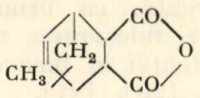
Întăritorii acizi reacţionează cu răşinile epoxidice la temperaturi ridicate (peste 100°C) formînd, îndeosebi, grupe esterice. Răşinile întărite prezintă proprietăţi mecanice şi electrice mai bune la temperaturi ridicate decît la temperaturi sub O°C cînd se înrăutăţesc proprietăţile mecanice. Întăritorii care au dus la cele mai bune rezultate sînt :



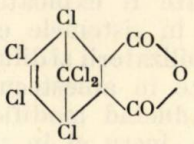
diaminodifenilmetan



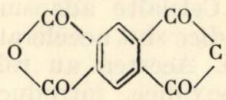
diaminodifenilsulfona



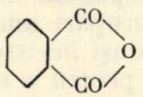
anhidrida metilendometilentetrahidroftalică



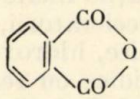
anhidrida clorendică



anhidrida picomelitică



anhidrida hexahidroftalică



anhidridă ftalică

Anhidridele metilendometilentetrahidroftalică şi piromelitică conferă produselor înalte stabilităţi termice ; anhidrida clorendică conferă în plus rezistenţă la flacără, iar anhidrida hexahiodroftalică duce la produse cu foarte bună rezistenţă la îmbătrînire [16].

Anhidrida ftalică, fără a excela într-o anumită direcţie, datorită ansamblului proprietăţilor şi preţului de cost redus, este cea mai larg folosită pentru aplicaţii electrotehnice [16].

Dintre adaosurile folosite în sistemele epoxidice, fără îndoială că cea mai mare importanţă o au materialele de umplutură. Introducerea umpluturilor în amestecurile epoxidice aduce următoarele schimbări [8], [17] : mărirea viscozităţii la turnare, reducerea exotermicităţii reacţiei de întărire, reducerea timpului de întărire, reducerea contracţiei, modificarea proprietăţilor mecanice, dielectrice şi termice de la un tip de umplutură la altul.

Materialul de umplutură cel mai utilizat este făina de cuarţ, de diferite granulaţii ; ea conferă amestecurilor epoxidice proprietăţi mecanice şi dielectrice excelente, putînd, în plus, duce la reduceri importante ale costului amestecurilor, fiind folosite în proporţii mari (de la 200 la 400 părţi în greutate pentru 100 părţi în greutate răşină epoxidică).

Alături de făina de cuarţ, oxidul de aluminiu Al_2O_3 şi hidroxidul de aluminiu $Al(OH)_3$ se utilizează cu foarte bune rezultate ; acesta din urmă, îndeosebi, conferă amestecurilor rezistenţe foarte bune la curenţii de scurgere. Se cunosc încă multe alte materiale de umplutură, ca : talcul, creta, dolomitul, caolinul, porţelanul, făina de sticlă, însă rezultatele acestora nu sînt deosebite. Ele pot fi însă utilizate cu succes pentru aplicaţii specifice, cum ar fi, de exemplu, posibilitatea de prelucrare a pieselor prin aşchiere, cînd se foloseşte un material de umplutură de tipul talcului, cretei sau dolomitului [18].

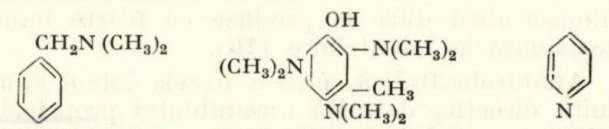
Introducerea unui material de umplutură în rășina epoxidică are și efecte negative : mărirea pierderilor dielectrice în anumite plaje de frecvență, ca urmare a eterogenității sistemelor, micșorarea rezistenței la șoc, micșorarea rezistenței la încovoiere statistică și tracțiune [19], [20], [21].

Tocmai din această cauză, rezistența mecanică ridicată a cuarțului nu poate fi exploatată.

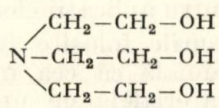
Celelalte adaosuri folosite în sistemele epoxidice sînt acceleratorii, flexibilizatorii și diluanții. Acestea au roluri diferite în amestecurile epoxidice, introducerea lor aducînd modificări importante în tehnologia de lucru și în proprietățile finale ale amestecului epoxidic întărit.

Acceleratorii, substanțe cu grupări aminice, amidice, hidroxil, au fost introduși în sistemele epoxidice cu reactivitate slabă pentru a scurta timpul de întărire.

Cîțiva dintre cei mai utilizați acceleratori sînt : benzildimetilamina (BDMA), tri (dimetilaminometil) fenolul, piridina, trietanolamina etc. [22], [23].



benzildimetilamina — tri (dimetilaminometil) fenol — piridina



trietanolamina

Numărul de acceleratori cunoscuți este mare, aceștia putînd prezenta, de la caz la caz, avantaje și dezavantaje pentru scopurile propuse. Din punct de vedere electric, influențele acceleratorilor asupra amestecurilor sînt diferite. Rezistivitatea transversală se mărește, constanta dielectrică și factorul de pierderi la temperaturi mai mari ($> 100°C$) se măresc, în timp ce rezistența la arc și la curenți de scurgere rămîne, practic, neschimbată [21]. Prin faptul însă că dau rezistențe la îmbătrînire slabe, aidoma întăritorilor nesaturați, literatura de specialitate recomandă evitarea lor dacă este posibil [3].

Necesitatea de a obține amestecuri epoxidice, cu mai bune rezistențe la șoc și la tracțiune, a dus la utilizarea flexibilizatorilor, substanțe cu catenă hidrocarbonată mai lungă, pe care sînt grefate grupări polare, așa cum sînt, de exemplu, poliglicolii.

Amestecurile respective își mențin constante unele proprietăți electrice : tensiunea de străpungere, rezistența la arc, rezistența la curenți de scurgere, în timp ce altele se modifică : rezistivitatea transversală scade, factorul de pierderi și constanta dielectrică cresc [21].

Ultima categorie de adaosuri este aceea a flexibilizatorilor, diluanților, substanțe reactive sau nereactive, care se introduc în amestecurile epoxidice, în principal pentru micșorarea viscozității acestora. Natura și proporția de diluant folosit pot aduce schimbări importante în proprietățile finale ale amestecului epoxidic. Tensiunea de străpungere și rezistența la curenți de scurgere se mențin constante, în timp ce rezistivitatea transversală și factorul de pierderi la temperaturi ridicate cresc [21].

Evident, că la o asemenea diversitate de rășini, întăritori, materiale de umplutură, acceleratori, flexibilizatori și diluanți, numărul de amestecuri epoxidice posibile este extrem de mare.

În cadrul lucrărilor de laborator ne-am propus găsirea unor recepturi cu caracteristici tehnologice, mecanice și dielectrice optime și, în plus, la baza realizării lor să stea materiile prime cele mai uzuale cu putință.

În acest sens, atenția s-a îndreptat asupra următoarelor materii prime : rășină epoxidică Dinox 110 E, anhidridă ftalică și materiale de umplutură : făină de cuarț, talc, dolomit, oxid de aluminiu (ultrasil), toate de fabricație indigenă.

Realizarea unui proces tehnologic adecvat fiecărui amestec epoxidic impune, pe lîngă cunoașterea caracteristicilor materiilor prime, studierea pentru fiecare sistem în parte a regimului de întărire, care să se concretizeze prin furnizarea parametrilor de lucru : temperatura și timpul de întărire.

Amestecul epoxidic supus întăririi în aceste condiții trebuie să îndeplinească următoarele cerințe :

— componentele amestecului să fie miscibile ;

— fluiditatea amestecului la turnare să fie acceptabilă (între 2 000 cP și 3 500 cP) ;

— durata de utilizare a amestecului epoxidic (timpul în care amestecul își mărește viscozitatea de la valoarea inițială la 3 000 cP) să fie în concordanță cu cerințele procesului tehnologic ales ;

— în urma întăririi să se obțină piese turnate fără tensiuni interne, fără bule și cu proprietăți mecanice și dielectrice corespunzătoare.

Întrucît procesul de întărire a rășinilor decurge cu degajare de căldură, ca urmare a disocierii funcțiunilor reactive din sistem, este foarte important să se cunoască valoarea acestei cantități de căldură.

Se poate observa că natura rășinii epoxidice (fig. 1), (fig. 2) și temperatura de lucru (fig. 3 și 4) influențează maximul de exotermicitate al sistemului și timpul după care se înregistrează temperatura maximă.

În condițiile unor diferențe de exotermicitate, de la caz la caz, nu este recomandată conducerea procesului de întărire după parametrii aleși la întîmplare, deoarece pot surveni situații care să compromită piesele turnate.

În general, cu cît exotermicitatea este mai mare cu atît contracţia în faza de întărire este mai mare şi în piesa turnată apar tensiuni interne.

Dacă însă exotermicitatea atinge asemenea valori încît dilatarea datorită creşterii de temperatură să depăşească contracţia de reacţie, rezultatul va fi că piesa întărită va prezenta neomogenităţi, bule, iar la răcire va fisura.

Pentru a se evita aceste inconveniente, procesul de întărire trebuie condus într-o primă fază la o temperatură mai mică, cînd are loc disocierea grupărilor reactive din sistem, şi

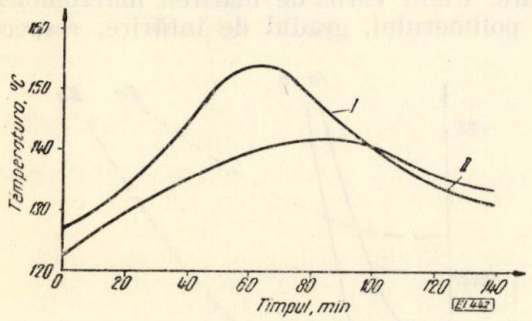


Fig. 1. Compararea reactivităţii răşinii Dinox 110 E cu cea a răşinii Araldit B-CT 200 :

I – Dinox 110 E : anhidridă ftalică = 100 : 30 la 127°C; *II* – Araldit B–CT 200 : anhidridă ftalică = 100 :30 la 127°C.

într-o fază ulterioară la o temperatură mai mare, cînd se urmăreşte atingerea proprietăţilor finale optime.

Corelînd probele de exotermicitate cu cele de viscozitate, s-a găsit că pentru sistemele pe bază de răşină Dinox 110 E şi anhidridă ftalică şarjate cu făină de cuarţ, temperatura

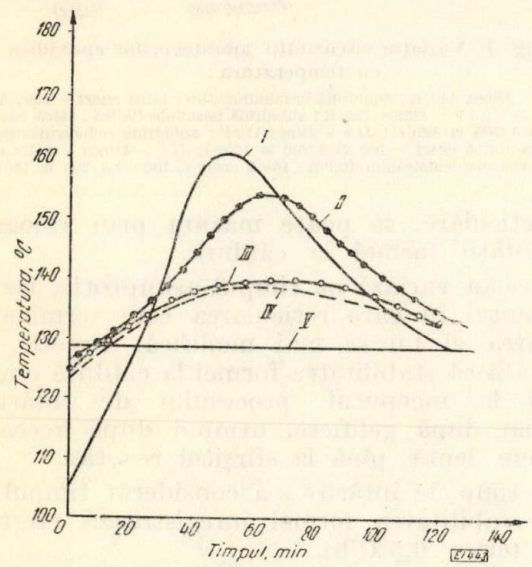


Fig. 2. Influenţa întăritorului asupra exotermicităţii procesului de întărire :

I – Dinox 110 E : anhidridă maleică = 100 : 19,6 la 127°C; *II* – Dinox 110 E : anhidridă ftalică = 100 : 30 la 127°C; *III* – Dinox 110 E : anhidridă tetrahidroftalică = 100 :30,2 la 127°C; *IV* – Dinox 110 E : anhidridă hexahidroftalică = 100 :30,4 la 127°C; *V* – Dinox 110 E : anhidridă endometilentetrahidroftalică = 100 :32,8 la 127°C.

fazei de gelifiere (faza întîi) este de 130°C, pentru această temperatură timpul de gelifiere fiind de 2 h.

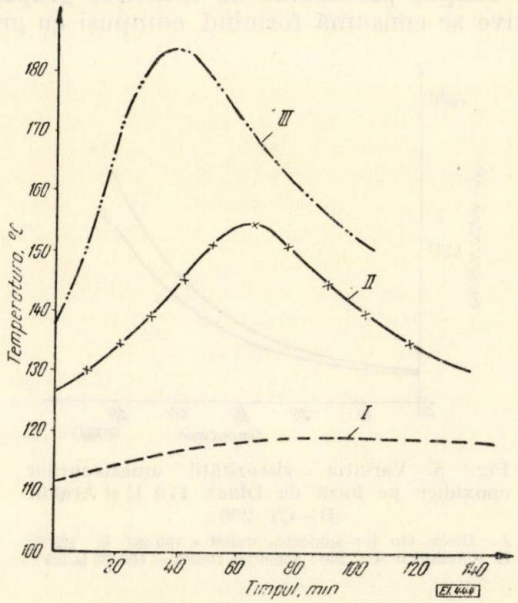


Fig. 3. Influenţa temperaturii de întărire asupra exotermicităţii procesului :

I – Dinox 110 E : anhidridă ftalică = 100 :30 la 110°C; *II* – Dinox 110 E : anhidridă ftalică = 100 : 30 la 127°C; *III* – Dinox 110 E : anhidridă ftalică = 100 :30 la 147°C.

Pentru sistemele epoxidice formate din răşină Dinox 110 E şi anhidridă ftalică, fără umplutură, această temperatură este mai joasă (110°C).

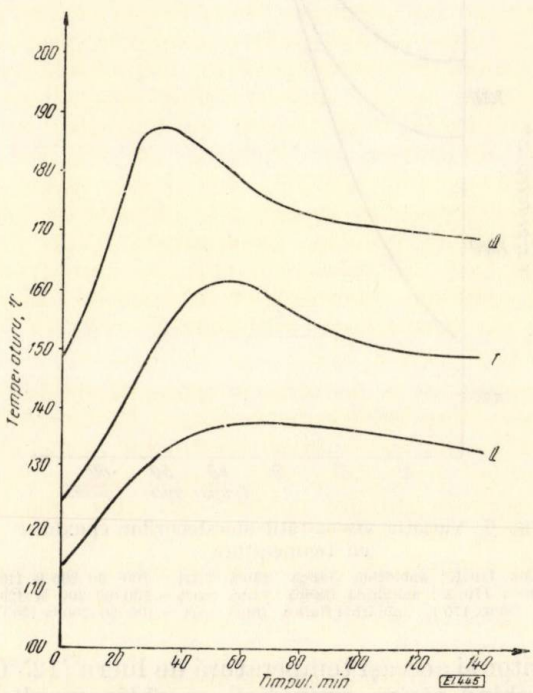


Fig. 4. Influenţa temperaturii de întărire asupra exotermicităţii procesului de întărire :

I – Dinox 110 E : anhidridă ftalică : făină cuarţ = 100 :30 :200 la 147°C; *II* – Dinox 110 E : anhidridă ftalică : făină cuarţ = 100 :30 :200 la 127°C; *III* – Dinox 110 E : anhidridă ftalică : făină cuarţ = 100 :30 :200 la 167°C.

Gelifierea se poate însă conduce în acest caz și la temperatura de 130—140°C fără ca să se prejudicieze calitatea turnatelor.

În timpul procesului de întărire, grupările reactive se consumă formînd compuși cu greu-

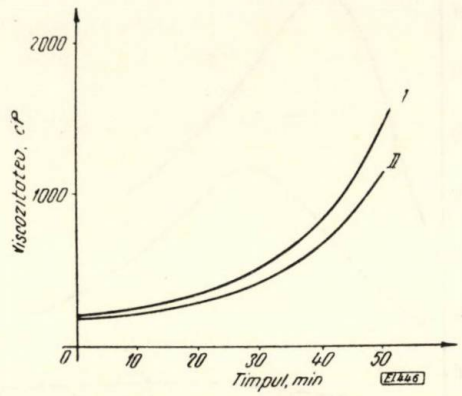


Fig. 5. Variația viscozității amestecurilor epoxidice pe bază de Dinox 110 E și Araldit B—CT 200:

I — Dinox 110 E: anhidridă ftalică = 100:30 la 125°C;
II — Araldit B—CT 200: anhidridă ftalică = 100:30 la 125°C.

tate moleculară mai mare, care au ca efect creșterea viscozității amestecurilor epoxidice pe durata procesului.

Dinamica acestei viscozități este extrem de diferită de la amestec la amestec și de la o temperatură de lucru la alta. Pentru același

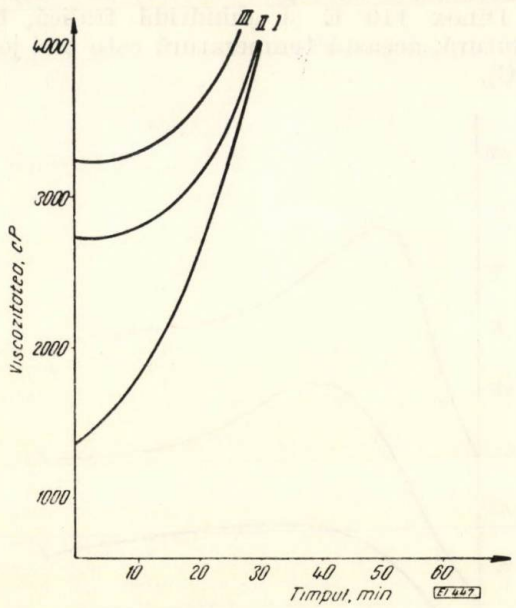


Fig. 6. Variația viscozității amestecurilor epoxidice cu temperatura:

I — Dinox 110 E: anhidridă ftalică: făină cuarț = 100:30:200 la 110°C;
II — Dinox 110 E: anhidridă ftalică: făină cuarț = 100:30:200 la 120°C;
III — Dinox 110 E: anhidridă ftalică: făină cuarț = 100:30:200 la 130°C.

întăritor și aceeași temperatură de lucru (125°C), schimbînd rășina epoxidică, se obțin rezultate diferite chiar pentru rășini cu structură asemănătoare, cum sînt Dinox 110 E și Araldit B (CT 200) (fig. 5).

Pentru Dinox 110 E rezultă un timp de utilizare mai scurt (45 min) decît pentru Araldit B CT 200 (55 min) explicabil prin reactivitatea mai mare a rășinii Dinox 110 E (fig. 1).

Influența temperaturii de lucru asupra viscozității unor amestecuri epoxidice se poate vedea din figura 6 și 7.

Diferențe mari între timpii de utilizare s-au constatat la varierea umpluturii (tabela 4).

După prima fază de gelifiere, procesul de întărire trebuie condus un anumit număr de ore pentru o temperatură dată, astfel ca să obțină valori optime pentru proprietățile rășinii întărite. Fiind vorba de mărirea macromoleculelor polimerului, gradul de întărire, respectiv

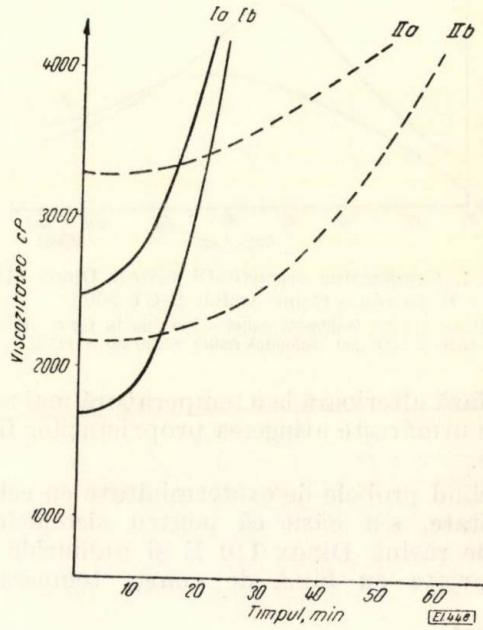


Fig. 7. Variația viscozității amestecurilor epoxidice cu temperatura:

I a — Dinox 110 E: anhidridă hexahidroftalică: făină cuarț = 100:30,4:200 la 120°C; *I b* — Dinox 110 E: anhidridă hexahidroftalică: făină cuarț = =100:30,4:200 la 130°C; *II a* — Dinox 110 E: anhidridă endometilentetrahidroftalică: făină cuarț = 100:32,8:200 la 120°C; *II b* — Dinox 110 E: anhidridă endometilentetrahidroftalică: făină cuarț = 100:32,8:200 la 130°C.

de reticulare, se poate măsura prin valoarea stabilității formei la căldură.

Aceasta variază cu timpul asimptotic, iar în momentul în care reticularea este terminată, valoarea ei nu se mai modifică. Practic, se constată că stabilitatea formei la căldură crește rapid la începutul procesului de întărire, imediat după gelifiere, urmînd după aceea o creștere lentă pînă la sfîrșitul reacției.

Ca timp de întărire s-a considerat timpul la care stabilitatea formei înregistrează creșteri mici (circa 0,5°C/h).

Pentru amestecurile pe bază de Dinox 110 E și anhidridă ftalică rezultă pentru temperatura de 130°C un timp de întărire de minimum 14 h (în acest timp se include și cel de gelifiere de 2 h), (fig. 8).

Tabela 4

Caracteristici \ Amestec	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5
Dinox 110 E	100	100	100	100	100
Anhidridă ftalică	30	30	30	30	30
Făină de cuarţ	200	—	180	160	160
Talc	—	75	—	—	—
Dolomit	—	—	—	40	20
Oxid de aluminiu	—	—	20	—	20
Temperatura de lucru, °C	130	130	130	130	130
Viscozitatea iniţială, cP	1 420	2 130	1 965	2 300	2 170
Durata de utilizare, min	22	15	10	12	9
Viscozitatea la care curgerea devine greoaie, cP	3200	3 200	3 200	3 200	3 200

Se observă că, utilizînd cantităţi de anhidridă mai mari sau mai mici decît cantitatea echivalentă, se obţin stabilităţi ale formei la căldură mai mici, ceea ce corespunde unui grad de reticulare mai slab.

În urma acestor rezultate s-au turnat epruvete pentru încercări din amestecurile epoxidice alese pentru studiu.

Valorile proprietăţilor mecanice, dielectrice şi termice sînt redate în tabela 5.

Comparînd rezultatele amestecului C_1 cu valorile similare ale porţelanului, se observă că este mult superior acestuia, aflîndu-se la nivelul rezultatelor obţinute cu răşinile străine similare (tabela 6).

Pe baza rezultatelor obţinute cu amestecul epoxidic C_1 s-a proiectat şi executat, în cadrul institutului, izolatorul suport de interior de 20 kV SAI 20.

Tabela 5

Determinarea	Metoda de încercare	U/M	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5
Rezistenţa la tracţiune	VSM 77101	kgf/mm²	7,8	4,4	8,9	5,8	6,8
Rezistenţa la compresiune	VSM 77102	kgf/mm²	20,9	12,14	26,5	18,35	18
Rezistenţa la încovoiere	VSM 77103	kgf/mm²	11,21	6,86	11,63	7,08	11,14
Rezilienţa	VSM 77105	kgf cm/cm²	6,02	3,85	6,56	4	5,67
Modulul de elasticitate	DIN 53455	kgf/cm²	$9{,}3 \cdot 10^4$	$10 \cdot 7^4$	13,5.10	$8{,}1 \cdot 10^4$	$8{,}1 \cdot 10^1$
Duritatea Brinell	—	kgf/cm²	33,8	24,8	35,6	34,9	32,8
Greutatea specifică	STAS 5886-58		1,79	1,54	1,81	1,81	1,84
Contracţia	—	%	0,226	0,817	0,545	0,318	0,500
Coeficientul de dilatare termică liniară între 20 şi 300°C	VSM 77110	$1/°C \cdot 10^{-6}$ 0—100°C 0—200°C 0—300°C	$24{,}8 \cdot 10^{-6}$ $52{,}5 \cdot 10^{-6}$ $71{,}8 \cdot 10^{-6}$	$321 \cdot 10^{-6}$ $80{,}4 \cdot 10^{-6}$ $71{,}8 \cdot 10^{-6}$	26·10 51·10 72·10	$31{,}2 \cdot 10^{-6}$ $60{,}5 \cdot 10^{-6}$ $72 \cdot 10^{-6}$	$25 \cdot 10^{-6}$ $53{,}5 \cdot 10^{-6}$ $71 \cdot 10^{-6}$
Conductibilitatea termică la 20°C	DIN 52612	cal/mh° C	0,46	0,31	0,51	0,45	0,48
Stabilitatea termică Martens	VSM 77112	°C	127°	116°	126°	121°	128°
Absorbţia de apă	STAS 5891-57	% 240 h la 20°C 1 h la 100°C	0,26 0,14	0,46 0,3	0,26 0,13	0,23 0,19	0,25 0,13
Constanta dielectrică	VDE 0303 ε la 20°C	—	4,47	5,81	4,09	4,55	4,52
Tg δ	VDE 0303 la 20°C	%	1,26	3,63	0,9	1,58	0,93
Rezistivitatea de volum	VDE 0303 ρ v	Ωcm	$> 3{,}03 \cdot 10^{14}$	$>3 \cdot 10^{14}$	$>3.10^{14}$	$>3 \cdot 10^{14}$	$>3 \cdot 10^{14}$
Rezistivitatea de suprafaţă	VDE 0303 ρs	Ω	$>5 \cdot 10^{13}$	$>5.10^{13}$	$>5 \cdot 10^{13}$	$>5 \cdot 10^{13}$	$>5 \cdot 10^{13}$
Rigiditatea dielectrică	VSM 77107	kV/mm	39,5	26,9	36,5	39,2	37,8
Rezistenţa la curenţi de scurgere pe suprafaţă	VDE 0303	scara T	T_1	T_1	T_1	T_1	T_1
Rezistenţa la arc	DIN 53484	scara L	L_1	L_1	L_1	L_1	L_1

Izolatorul a fost proiectat conform cerințelor STAS 6390-61:

— tensiune de ținere la impuls, 125 kV;

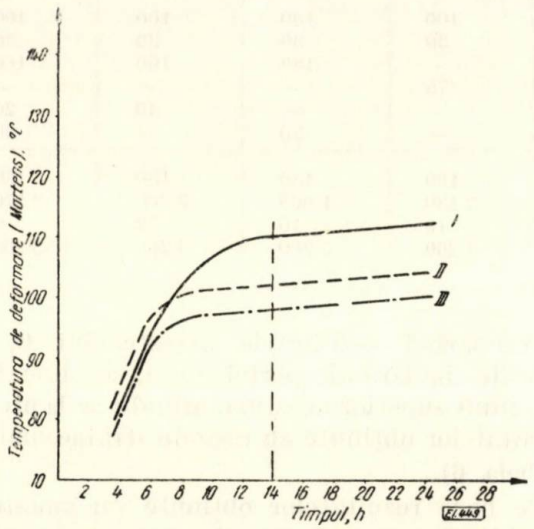


Fig. 8. Variația stabilității termice, după Martens, în funcție de raportul de anhidridă:

I — Dinox 110 E: anhidridă ftalică = 100: 30 (1e) la 127°C; *II* — Dinox 110 E: anhidridă ftalică = 100:37,5 (1,25 e) la 127°C; *III* — Dinox 110 E: anhidridă ftalică = 100:22,5 (0,75 e) la 127°C.

— tensiune de ținere timp de 1 min la frecvență industrială, 55 kV;

— sarcină mecanică de încovoiere, 375 kgf.

Prototipul de izolator realizat a corespuns cerințelor STAS 6390-61, fiind destinat a lucra în încăperi cu grad de contaminare redus.

Particularitățile dimensionale față de izolatorul similar din porțelan sînt următoarele:

— înălțimea crește cu 2,5%;

— diametrul scade cu 26%;

— secțiunea scade cu 50%.

Greutatea izolatorului din rășină epoxidică scade cu 41,5% față de izolatorul nearmat și cu 57,7% față de cel armat.

Concluzii

Se poate afirma că amestecul epoxidic studiat, din materii prime indigene, este pe deplin corespunzător fabricării izolatorului suport de interior și altor piese electroizolante.

Prototipul de izolator realizat a corespuns din punct de vedere mecanic și electric clasei pentru care a fost proiectat.

Tabela 6

Determinarea	U/M	Porțelan electrotehnic normal glazurat	Amestec epoxidic C_1	Amestec epoxidic A
Rezistența la tracțiune	kgf/cm²	300	780	860
Rezistența la compresiune	kgf/cm²	4 500	2 090	2 050
Rezistența la încovoiere	kgf/cm²	600	1 100	1 135
Rezilienta	kgf cm/cm²	1,5—2,2	6,02	6,1
Modulul de elasticitate	kgf/cm³	$0,5—0,8 \cdot 10^6$	$9,3 \cdot 10^4$	$8,4 \cdot 10^4$
Coeficientul de dilatare liniară, 20—100°C	$1/°C.10^{-6}$	4,5	24,8	25,1
Conductibilitatea termică, 20—100°C	kcal/hmgrd	1—1,4	0,46	0,34
Căldura specifică	kcal/kgrd	0,19—0,21	0,43	0,43
Rezistența la șoc termic	0°C	140	170	170
Rigiditatea dielectrică la 50 Hz, neglazurat	kV/mm	20	35	36
Constanta dielectrică	ε	6	4,47	4,06
Tangenta unghiului de pierdere la:	20°C 60°C 80°C 100°C	$6 \cdot 10^{-2}$ $8 \cdot 10^{-2}$ $1,2 \cdot 10^{-1}$ $3 \cdot 10^{-1}$	$1,26 \cdot 10^{-2}$ $2,17 \cdot 10^{-2}$ $2,32 \cdot 10^{-2}$ $2,99 \cdot 10^{-2}$	$1,23 \cdot 10^{-2}$
Rezistența la curenți de scurgere pe suprafață	scară T	T_5	T_1	T_2
Rezistența la arc electric	scară L	L_2	L_1	L_1

Aceste rezultate creează premise pentru obținerea de izolatoare de alte forme și cu alte gabarite, din care să rezulte economii importante de material.

Bibliografie

[1] *Danchin, M. M.* Les applications des résines èpoxydes dans nos fabrications. În: Bull. de la Soc. Française des Électriciens, 7-e série, tom. **IX**, nr. 105, sept 1959, p. 537–540.

[2] Epoxy Resin Mouldings for Electrical Components. În: Electrical Review, dec 1966.

[3] *Billings, M. J.* Techn, M. Sc. Insulators based on synthetic Resins, part. 1. În: Electrical Times, nr. 17, 1966, p. 149.

[4] *Schrade, J.* Les résines époxy. Paris, Ed. Dunod, 1957, p. 35–52.

[5] *Skeist, I.* Epoxy Resins. New York, Reinhold Publishing Corp., 1962, p. 76–84.

[6] *Knapp, F.* Die Epoxid-Giessharze. În: Brown Boveri Mitteilungen, nr. 8, 1965, p. 575–589.

[7] *Levcovici, G. A.* și *Vainstein, G. I.* Aliticlicestkie epocsidnîie smolî, ih polucenie i primenenie. În: Lacocrasociniie materialî i ih primenenie, nr. 4, 1965, p. 83–89.

[8] Izolatoare electrice de exterior rezistente la intemperii. Patent belgian 630191 (CIBA) 2–10–1963.

[9] Aparataj electric pentru comutare. Patent belgian 630192 (CIBA) 2–10–1963.

[10] *Roberts, S.* Reacția cu acid peoacetic deschide largi căi în seria rășinilor epoxidice. În: The oil and Gas journal **58**, nr. 51, 19 dec 1960, p. 78–79.

[11] *Cerniak, K.* Epoxidniie compoundî i ih primenenia. Leningrad, Sudpromghiz, 1959.

[12] *Andrei, Th.* Rășini epoxipoliolefinice și polibutadiena lichidă. În: Revista de chimie **14**, nr. 6, 1963, p. 328–335.

[13] *Andrei, Th.* Rășini epoxi cu piperilenă. În: Revista de chimie **15**, nr. 5, 1964, p. 274–275.

[14] *Serboli, G.* Das Infrarotspektroscopie als Hiefsmittel für das Studium des Härtungsmeckanismus von Epoxydharzen. În: Brown Boveri Mitteilungen **52**, nr. 8, 1963, p. 590–592.

[15] *Müller, B. H.* și *Korper, C. A.* An improved epoxyd resin sistem for electronic embetment. În: Electr. Manufacturer **65**, nr. 2, 1960, p. 119–122.

[16] *Peach, Alan.* Acid anhydrides as cuving agents for epoxide resins. În: British Plastics, vol. **35**, nr. 5, 1962, p. 255–260.

[17] *Duan, P.* The value of epoxy resins systems in electrical and electronics application. În: Appl. Plastics **7**, nr. 12, 1964, p. 92.

[18] *Weigel, J.* Füllstoffe für Epoxydharze. În: Kunststoffe Plaste, nr. 4. 1963, p. 391.

[19] *Schmid, R.* și *Stierli, R.* Influence des charges et adjuvants sur les propriétés des résines èpoxydes durcies, part. I. În: Plastiques modernes et élastomères, vol. **18**, nr. 8, oct 1966, p. 107–122.

[20] *Schmid, R.* și *Stierli, R.* Influence des charges et adjuvants sur les propriétés des résines èpoxydes durcies. În: Plastiques modernes et élastomères, vol. **18**, nr. 9, nov 1966, p. 127–137.

[21] Notice d'utilisation Araldite F et durciseur HY 905 avec accélérateurs, flexibilisateurs et diluants réactifs. Prospect CIBA 31643.

[22] Curing Agents for Liquid Epikote Resins. Technical Bulletin TB (RES) 123/4, Shell Chemicale.

[23] Acid Anhydrides as curing agents for Epikote Resins. Technical Bulletin TB (RES) 61/6 Shell Chemicale.

Intrat în redacție la 12.VIII.1967

Noi scheme de wattmetre Hall pentru curent alternativ sinusoidal, de frecvență industrială (50 Hz) și erorile lor de metodă

Avram Heler * — Timișoara

CZ 621. 317.784.068.6 : 538.632

1. Posibilitatea folosirii multiplicatorului Hall la măsurarea puterii active

Multiplicatorul Hall este realizat pe baza efectului galvanomagnetic Hall, care se manifestă mai pronunțat la materialele semiconductoare. Schema electrică a multiplicatorului Hall [1], [2], [3] este reprezentată în figura 1.

Circuitul de excitație al multiplicatorului Hall are menirea de a produce cîmpul magnetic de inducție magnetică $\bar{B}$, în care se introduce semiconductoare. Acest cîmp este produs în întrefierul unui circuit magnetic, pe care se află bobina de excitație ce are: N_B spire, rezistența ohmică R_B și inductivitatea L_B. Pentru scopul urmărit în această lucrare, circuitul de excitație al multiplicatorului Hall, trebuie să asigure proporționalitatea între B și i_B (funcții sinusoidale), adică să se poată scrie:

$$B = K_N N_B i_B, \qquad (1)$$

unde K_N este o constantă ce depinde de dimensiunile geometrice ale circuitului magnetic.

Circuitul de comandă al multiplicatorului Hall asigură alimentarea plăcuței semiconductoare,

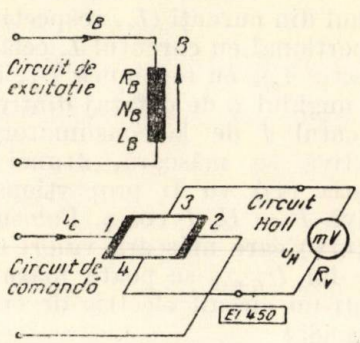


Fig. 1

prin electrozii de comandă *1* și *2*, cu curentul de comandă i_c (funcție sinusoidală). Rezistența interioară a plăcuței semiconductoare, între electrozii de comandă *1* și *2*, este denumită rezistența

* Dr. ing. *A. Heler* este conferențiar la Facultatea de electrotehnică de la Institutul politehnic din Timișoara.

interioară a circuitului de comandă și se notează cu R_{ic}.

Circuitul Hall permite ca, prin intermediul electrozilor *3* și *4* denumiți electrozi Hall, să se măsoare tensiunea Hall, folosind un milivoltmetru mV, de rezistență interioară R_V.

Rezistența interioară transversală R_{iH} a plăcuței semiconductoare, definită ca fiind rezistența măsurată între electrozii Hall *3* — *4*, cu circuitul de comandă deschis, este denumită rezistența interioară a circuitului Hall.

Pentru tensiunea Hall u_H, ca valoare instantanee [1], se poate scrie expresia :

$$u_H = K i_c B, \tag{2}$$

unde :

u_H este tensiunea Hall, V ;
K — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, m²/A.S ;
i_c — valoarea instantanee a curentului de comandă, A ;
B — valoarea instantanee a inducției magnetice, normală pe plăcuța semiconductoare, Wb/m².

Înlocuind relația (1) în (2), se obține, pentru tensiunea Hall, expresia :

$$u_H = K_H i_c i_B, \tag{3}$$

în care $K_H = K K_N N_B$ este o constantă la multiplicatorul Hall dat.

Din expresia tensiunii Hall (relația (3)) rezultă că această tensiune, ca valoare instantanee, este proporțională cu produsul a două mărimi, i_c și i_B (multiplicator). Valoarea medie în raport cu o perioadă a tensiunei Hall, este :

$$U_{H\,med} = \frac{1}{T}\int_0^T K_H i_c i_B \, dt = K_H I_c I_B \cos \Psi, \tag{4}$$

unde :

I_c și I_B sînt valorile efective ale curenților de excitație, respectiv, comandă ;
Ψ — unghiul de defazaj dintre I_c și I_B.

Dacă unul din curenți (I_c, respectiv I_B) va fi făcut proporțional cu curentul I, celălalt curent (I_B, respectiv I_c), cu tensiunea U_b, iar unghiul ψ egal cu unghiul φ de defazaj dintre tensiunea U_b și curentul I de la consumatorul a cărui putere activă se măsoară, atunci tensiunea Hall (relația (4)) va fi proporțională cu puterea activă $P = U_b I \cos \varphi$. Folosind un instrument (mV) care măsoară valori medii, prin măsurarea lui $U_{H\,med}$ se poate măsura puterea activă dintr-un circuit electric de curent alternativ sinusoidal.

Ținînd seamă de relația (3) și folosind mărimile complexe, tensiunea Hall medie în raport cu o pericadă se mai poate scrie ca produsul dintre constanta K_H și partea reală (Re) a mărimii complexe :

$$\{\underline{I}_c \cdot \underline{I}^*\},$$

adică :

$$U_{H\,med} = K_H \operatorname{Re}\{\underline{I}_c \cdot \underline{I}_B^*\}, \tag{5}$$

în care $\underline{I}_B^*$ este conjugata mărimii complexe $\underline{I}_B$.

Problema măsurării puterilor electrice în circuitele de curent continuu, folosind multiplicatorul Hall, a fost tratată de autor în două lucrări, recent apărute în literatura de specialitate [2], [3].

În literatura consultată de autor [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26] au fost întîlnite unele scheme particulare pentru realizarea wattmetrelor Hall, necesare măsurării puterilor electrice din circuitele de curent alternativ sinusoidal, de frecvență industrială. Aceste scheme însă rezultă din patru scheme generale, de principiu, analizate de autor în această lucrare. Nicăieri în literatura de specialitate nu au fost tratate erorile de metodă ce însoțesc schemele wattmetrelor Hall, folosite în circuitele de curent alternativ sinusoidal.

2. Scheme de wattmetre Hall pentru curent alternativ sinusoidal, de frecvență industrială (50 Hz) și erorile lor de metodă

2.1. Prima schemă de principiu, analizată de autor, este prezentată în figura 2. Această schemă se caracterizează prin aceea că circuitul de excitație al multiplicatorului Hall constituie circuitul de tensiune al wattmetrului, iar circuitul de comandă face parte din circuitul

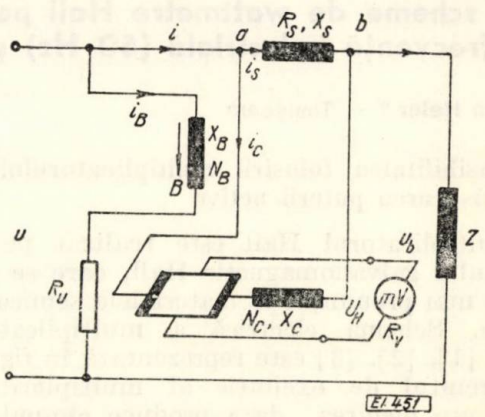


Fig. 2

de curent al wattmetrului. Circuitul, a cărui putere activă se măsoară, este reprezentat prin impedanța Z, parcursă de curentul electric i și avînd la borne tensiunea u_b.

Pe baza acestei scheme, folosind mărimile complexe la calculul circuitelor de curent alternativ, se poate scrie :

$$\begin{aligned} \underline{I}_s &= \{\alpha_s + j\beta_s\}\underline{I} \\ \underline{I}_c &= \{\alpha_c + j\beta_c\}\underline{I} \\ \underline{I}_B &= \{g_B - j b_B\}\underline{U}_b + \{\alpha_B + j\beta_B\}\underline{I}, \end{aligned} \tag{6}$$

unde coeficienţii α, β, respectiv conductanţa g_B şi susceptanţa b_B, au expresiile :

$$\alpha_s = \frac{R_c\{R_s + R_c\} + X_c\{X_s + X_c\}}{\{R_s + R_c\}^2 + \{X_s + X_c\}^2};$$

$$\beta_s = \frac{X_c\{R_s + R_c\} - R_c\{X_s + X_c\}}{\{R_s + R_c\}^2 + \{X_s + X_c\}^2};$$

$$\alpha_c = \frac{R_s\{R_s + R_c\} + X_s\{X_s + X_c\}}{\{R_s + R_c\}^2 + \{X_s + X_c\}^2};$$

$$\beta_c = \frac{X_s\{R_s + R_c\} - R_s\{X_s + X_c\}}{\{R_s + R_c\}^2 + \{X_s + X_c\}^2};$$

$$g_B = \frac{R_B}{R_B^2 + X_B^2}; \qquad b_B = \frac{X_B}{R_B^2 + X_B^2}; \tag{7}$$

$$\alpha_B = \frac{R_c R_S^2 R_B + R_c^2 R_S R_B + X_c X_S^2 X_B - X_S X_c^2 X_B - R_c^2 X_S X_B - X_c R_S^2 X_B + R_c X_S^2 R_B + R_S R_B X_c^2}{\{R_B^2 + X_B^2\}\cdot\{(R_s + R_c)^2 + (X_s + X_c)^2\}};$$

$$\beta = \frac{R_c R_B X_S + R_S R_B X_c - R_c X_S^2 X_B - R_S X_c^2 X_B - R_c R_S^2 X_B - R_c^2 R_S X_B + X_c X_S R_B + X_c^2 X_S R_B}{\{R_B^2 + X_B^2\}\cdot\{(R_S + R_c)^2 + (X_S + X_c)^2\}}.$$

În relaţiile de mai sus s-a notat prin :

R_c — rezistenţa circuitului de comandă, adică rezistenţa ohmică a bobinei de reactanţa X_c, plus rezistenţa interioară R_{ic} a plăcuţei semiconductoare ;

R_B — rezistenţa ohmică a bobinei de reactanţă X_B, plus rezistenţa adiţională R_u.

Ţinînd seamă de relaţiile (5) şi (6), pentru tensiunea Hall medie în raport cu o perioadă, măsurată de milivoltmetrul mV, se poate scrie :

$$U_{H\,med} = K_H\{(\alpha_c g_B - \beta_c b_B)\, U_b I \cos\varphi + (\alpha_c b_B + \beta_c g_B)\, U_b I \sin\varphi + (\alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B) I^2\}. \tag{8}$$

Din relaţia (8) rezultă că pentru ca tensiunea Hall medie, măsurată de milivoltmetrul mV, să fie proporţională numai cu puterea activă $P = U_b I \cos\varphi$, trebuie îndeplinite condiţiile :

$$\begin{aligned} \alpha_c b_B + \beta_c g_B &= 0, \\ \alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B &= 0. \end{aligned} \tag{9}$$

Satisfacerea relaţiilor (9) asigură atît proporţionalitatea între I_c ; I_B, pe de o parte, şi U_b ; I, pe de altă parte, cît şi condiţiile de defazaj dintre aceste mărimi. Pentru satisfacerea condiţiilor [9] nu se pot lua $\alpha_c = 0$ şi $\beta_c = 0$, căci în acest caz şi coeficientul lui P ar fi nul şi deci $U_{H\,med} = 0$.

După felul cum sînt satisfăcute condiţiile date de relaţia (9), se obţin diferite scheme de wattmetre Hall, folosite la măsurarea puterilor active în circuitele de curent alternativ sinusoidal, de frecvenţă industrială.

2.1.a. Dacă în schema din figura 2 lipseşte reactanţa din circuitul lui i_s, adică $X_s = 0$, atunci rezultă schema din figura 3. O astfel de schemă este întîlnită şi în [7], [13]. Pentru schema din figura 3, relaţiile (7) se scriu :

$$\alpha_s = \frac{R_c(R_s + R_c) + X_c^2}{(R_s + R_c)^2 + X_c^2}; \quad \beta_s = \frac{X_c R_s}{(R_s + R_c)^2 + X_c^2};$$

$$\alpha_c = \frac{R_s(R_s + R_c)}{R_s + R_c)^2 + X_c^2}; \quad \beta = -\frac{R_s X_c}{(R_s + R_c)^2 + X_c^2};$$

$$g_B = \frac{R_B}{R_B^2 + X_B^2}; \quad b_B = \frac{X_B}{R_B^2 + X_B^2}; \tag{10}$$

$$\alpha_B = \frac{R_S^2 R_c R_B + R_c^2 R_S R_B + R_S^2 X_c X_B + R_S R_B X_c^2}{\{R_B^2 + X_B^2\}\{(R_S + R_c)^2 + X_c^2\}};$$

$$\beta_B = \frac{R_S^2 R_B X_c - R_S X_c^2 X_B - R_c R_S^2 X_B - R_c^2 R_S X_B}{\{R_B^2 + X_B^2\}\{(R_S + R_c)^2 + X_c^2\}},$$

iar condiţiile (9) devin :

$$X_B(R_S + R_c) - R_B X_c = 0;$$
$$(R_S + R_c)(R_c R_S R_B + R_c^2 R_B) + X_B X_c(R_S + R_c)^2 + X_c^2(R_B R_c + X_c X_B). \tag{11}$$

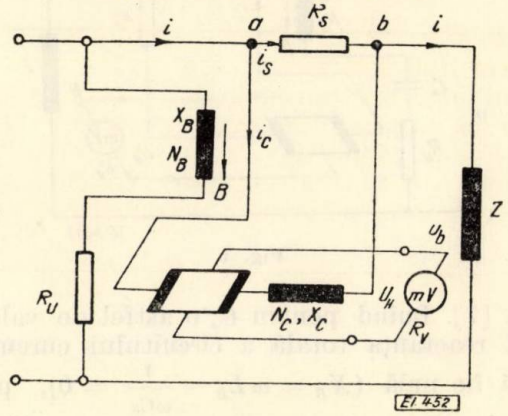


Fig. 3

Prima condiţie este îndeplinită dacă :

$$\frac{X_B}{R_B} = \frac{X_c}{R_S + R_c}, \tag{12}$$

relaţie menţionată şi în [7], numai că s-a neglijat R_S faţă de R_c.

A doua condiţie din relaţia (11) se vede că nu poate fi îndeplinită atîta timp cît rezistenţele şi reactanţele sînt mărimi pozitive. (În circuitul lui i_B şi i_c se presupune că predomină reactanţele inductive.)

Prin urmare, folosind schema din figura 3, şi satisfăcînd relaţia (12), tensiunea Hall medie (măsurată de mV) are expresia :

$$U_{H\,med} = K_H\{(\alpha_c g_B - \beta_c b_B)P + (\alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B) I^2\}, \tag{13}$$

adică în expresia tensiunii Hall medii în raport cu o perioadă, pe lîngă puterea activă de mă-

surat $P = U_b I \cos \varphi$, mai apare un termen proporţional cu I^2.

Această schemă este însoţită de o eroare relativă de metodă:

$$\varepsilon\% = \frac{\alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B}{\alpha_c g_B - \beta_c b_B} \times \frac{I}{U_b \cos \varphi} \times 100\%, \quad (14)$$

care la parametrii daţi ai schemei este cu atît mai mică cu cît tensiunea U_b şi cos φ sînt mai mari, respectiv curentul I, mai mic. De reţinut faptul că această eroare depinde de unghiul de defazaj dintre U_b şi I. Asupra erorii relative se poate acţiona şi prin parametrii schemei, care determină valorile coeficienţilor α, β şi ale conductanţei g_B, respectiv ale admitanţei b_B.

O astfel de schemă se recomandă a fi folosită în cazul puterilor active consumate la tensiuni mari şi curenţi mici.

2.1.b. Dacă din schema reprezentată în figura 2 se elimină X_S şi X_c, iar în circuitul lui i_B în serie cu bobina de inductivitate L_B se introduce un condensator de capacitate C_v, atunci se obţine schema din figura 4, care este întîlnită

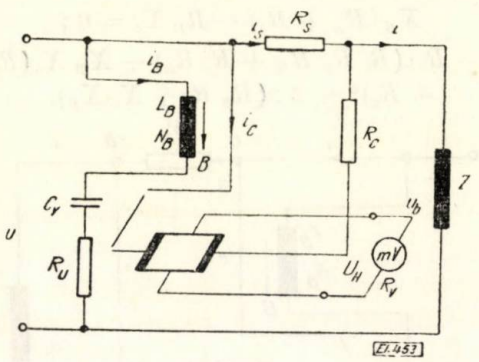


Fig. 4

şi în [7]. Luînd pentru C_v o astfel de valoare, încît reactanţa totală a circuitului curentului i_B să fie nulă ($X_B = \omega L_B - \frac{1}{\omega C_v} = 0$), prima condiţie din relaţiile (9) este satisfăcută, iar cea de-a doua rămîne tot nesatisfăcută ca la schema din figura 3.

Pentru tensiunea Hall medie se obţine, în aceste condiţii, expresia:

$$U_{H\,med} = K_H \frac{R_S}{R_B (R_S + R_c)} \left\{ P + \frac{R_c R_S}{R_c + R_S} \cdot I^2 \right\}, \quad (15)$$

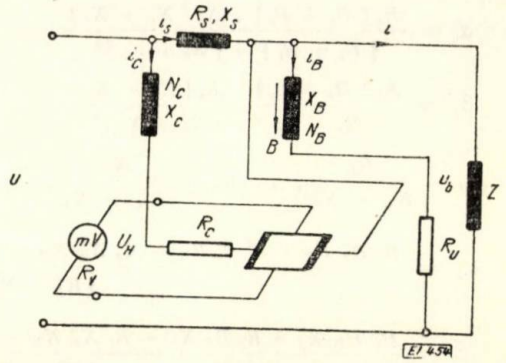


Fig. 5

iar pentru eroarea relativă de metodă:

$$\varepsilon\% = \frac{R_c R_S}{(R_c + R_S)} \cdot \frac{I}{U_b \cos \varphi} \times 100\%. \quad (16)$$

Această eroare, la parametrii daţi ai schemei wattmetrului Hall, este cu atît mai mică cu cît U_b şi cos φ sînt mai mari, respectiv I, mai mic. Schema se recomandă în cazul curenţilor mici şi tensiuni mari.

2.2. A doua schemă de principiu este reprezentată în figura 5 şi rezultă din prima (fig. 2) dacă circuitul de excitaţie al multiplicatorului Hall (circuitul de tensiune al wattmetrului Hall) se conectează după circuitul de comandă (circuitul de curent al wattmetrului). Pe baza acestei scheme se poate scrie:

$$\begin{aligned} \underline{I}_S &= (g_S - \mathrm{j}\, b_S)\, \underline{U}_b + (\alpha_S + \mathrm{j}\, \beta_S)\, \underline{I}; \\ \underline{I}_c &= (g_c - \mathrm{j}\, b_c)\, \underline{U}_b + (\alpha_c + \mathrm{j}\, \beta_c)\, \underline{I}; \\ \underline{I}_B &= (g_B - \mathrm{j}\, b_B)\, \underline{U}_b, \end{aligned} \quad (17)$$

în care:

$$g_S = \frac{R_c\{R_B(R_S + R_c) - X_B(X_S + X_c)\} + X_c\{X_B(R_S + R_c) + R_B(X_S + X_c)\}}{\{R_B(R_S + R_c) - X_B(X_S + X_c)\}^2 + \{X_B(R_S + R_c) + R_B(X_S + X_c)\}^2};$$

$$b_S = \frac{R_c\{X_B(R_S + R_c) + R_B(X_S + X_c)\} - X_c\{R_B(R_S + R_c) - X_B(X_S + X_c)\}}{\{R_B(R_S + R_c) - X_B(X_S + X_c)\}^2 + \{X_B(R_S + R_c) + R_B(X_S + X_c)\}^2};$$

$$\alpha_S = \frac{R_c(R_S + R_c) + X_c(X_S + X_c)}{(R_S + R_c)^2 + (X_S + X_c)^2}; \qquad \alpha_c = \frac{R_S(R_S + R_c) + X_S(X_S + X_c)}{(R_S + R_c)^2 + (X_S + X_c)^2};$$

$$\beta_S = \frac{X_c(R_S + R_c) - R_c(X_S + X_c)}{(R_S + R_c)^2 + (X_S + X_c)^2}; \qquad \beta_c = \frac{X_S(R_S + R_c) - R_S(X_S + X_c)}{(R_S + R_c)^2 + (X_S + X_c)^2};$$

$$g_c = \frac{R_S\{R_B(R_S + R_c) - X_B(X_S + X_c)\} + X_S\{X_B(R_S + R_c) + R_B(X + X_c)\}}{\{R_B(R_S + R_c) - X_B(X_S + X_c)\}^2 + \{X_B(R_S + R_c) + R_B(X_S + X_c)\}^2}; \quad (18)$$

$$b_c = \frac{R_S\{X_B(R_S + R_c) + R_B(X_S + X_c)\} - X_c\{R_B(R_S + R_c) - X_B(X_S + X_c)\}}{\{R_B(R_S + R_c) - X_B(X_S + X_c)\}^2 + \{X_B(R_S + R_c) + R_B(X_S + X_c)\}^2};$$

$$g_B = \frac{R_B}{R_B^2 + X_B^2}; \qquad b_B = \frac{X_B}{R_B^2 + X_B^2}.$$

Cu acestea, pentru tensiunea Hall medie, rezultă expresia:

$$U_{H\,med} = K_H \{(\alpha_c g_B - \beta_c b_B) P + (\alpha_c b_B + g_B \beta_c) Q + (g_c g_B + b_c b_B) U_b^2\}, \quad (19)$$

unde $Q = U_b I \sin \varphi$ este puterea reactivă.

Pentru ca tensiunea Hall medie să fie proporțională numai cu puterea activă de măsurat, $P = U_b I \cos \varphi$, trebuie îndeplinite condițiile:

$$\begin{aligned} \alpha_c b_B + g_B \beta_c &= 0, \\ g_c g_B + b_c b_B &= 0. \end{aligned} \quad (20)$$

Nici în cazul acestei scheme, cele două condiții (relația (20)) nu pot fi îndeplinite simultan. Se caută ca prima condiție să fie îndeplinită, căci prin aceasta dispare din $U_{H\,med}$ termenul ce conține puterea reactivă $Q = U_b I \sin \varphi$, termen ce deranjează cel mai mult.

În literatura consultată de autor nu au fost întîlnite scheme de wattmetre Hall pentru putere activă, realizate pe baza celei de-a doua scheme de principiu.

După felul cum se asigură satisfacerea condiției:

$$\alpha_c b_B + g_B \beta_c = 0, \quad (21)$$

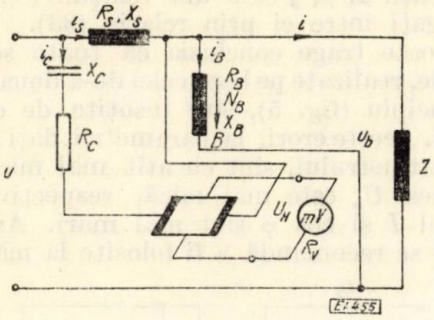


Fig. 6

autorul propune anumite scheme originale pentru realizarea wattmetrelor Hall de curent alternativ sinusoidal și frecvență industrială (50 Hz).

2.2.a. Prima schemă originală este cea reprezentată în figura 6, prin care se asigură ca $\alpha_c = 0$ și $g_B = 0$ și deci este îndeplinită condiția (21). Această schemă se caracterizează prin aceea că în circuitul de comandă există o reactanță capacitivă, iar în circuitul de excitație al multiplicatorului Hall, o reactanță inductivă X_B, mult mai mare decît rezistența ohmică R_B a aceleiași bobine. De asemenea, în circuitul curentului i_S, rezistența R_S a bobinei de reactanță X_S este neglijabilă față de R_c.

Cum:

$$\begin{aligned} \alpha_c &= \frac{R_S (R_S + R_c) + X_S (X_S + X_c)}{(R_S + R_c)^2 + (X_S + X_c)^2}; \\ g_B &= \frac{R_B}{R_B^2 + X_B^2}, \end{aligned} \quad (22)$$

condiția (21) este, practic, satisfăcută dacă:

$$\begin{aligned} X_S + X_c &= 0, \\ R_S &\ll R_c, \\ R_b &\ll X_B. \end{aligned} \quad (23)$$

Îndeplinind aceste condiții, prin alegerea corespunzătoare a parametrilor schemei din figura 6, pentru tensiunea Hall medie se obține:

$$U_{H\,med} = -K_H \{\beta_c b_B P + b_c b_B U_b^2\}, \quad (24)$$

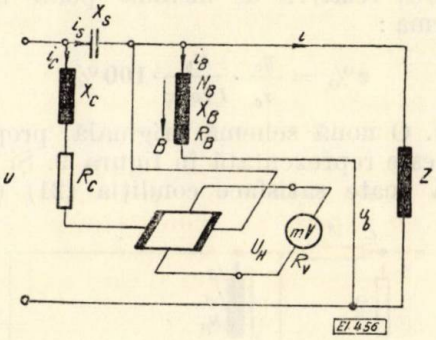


Fig. 7

iar pentru eroarea relativă de metodă:

$$\varepsilon\% = \frac{b_c}{\beta_c} \cdot \frac{U_b}{I \cos \varphi} \cdot 100\%. \quad (25)$$

2.2.b. O altă schemă originală este prezentată în figura 7, care, de asemenea, practic, satisface condiția (21) dacă prin parametrii schemei se asigură ca:

$$\begin{aligned} X_s + X_c &= 0, \\ R_B &\ll X_B. \end{aligned} \quad (26)$$

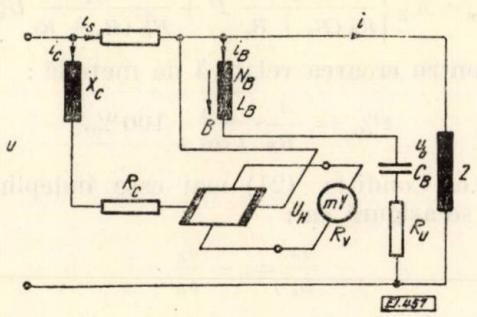


Fig. 8

Pentru această schemă rezultă aceeași expresie a erorii relative de metodă ca în cazul schemei din figura 6.

2.2.c. Condiția dată de relația (21) poate fi îndeplinită și cu schema originală, reprezentată

în figura 8, dacă se aleg astfel parametrii circuitelor de comandă şi excitaţie încît să avem :

$$X_B = \omega L_B - \frac{1}{\omega C_B} = 0, \tag{27}$$

$$\frac{X_s}{R_s} = \frac{X_s + X_c}{R_s + R_c}.$$

În aceste condiţii, $b_B = 0$ şi $\beta_c = 0$, iar pentru tensiunea Hall medie se obţine expresia :

$$U_{H\,med} = K_H \{\alpha_c g_c P + g_c g_B U_b^2\}. \tag{28}$$

Eroarea relativă de metodă poate fi scrisă sub forma :

$$\varepsilon\% = \frac{g_c}{\alpha_c} \cdot \frac{U_b}{I \cos \varphi} \cdot 100\%. \tag{29}$$

2.2.d. O nouă schemă originală, propusă de autor, este reprezentată în figura 9. Şi această schemă poate satisface condiţia (21) dacă se

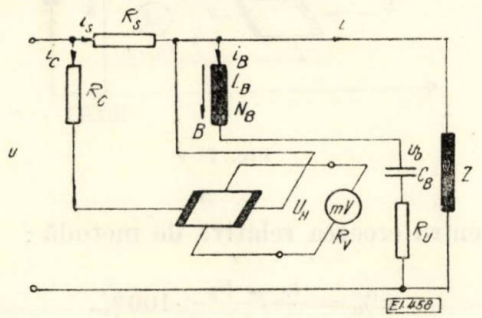


Fig. 9

aleg astfel parametrii circuitelor wattmetrului încît să existe :

$$X_B = \omega L_B - \frac{1}{\omega C_B} = 0. \tag{30}$$

Cu acestea, $b_B = 0$ şi $\beta_c = 0$ (căci $X_B = 0$ şi la fel lipsesc X_c şi X_s), putîndu-se scrie, pentru tensiunea Hall medie, expresia :

$$U_{H\,med} = K_H \left\{ \frac{R_s}{R_B (R_s + R_c} P + \frac{R_s}{R_B^2 (R_s + R_c} U_b^2 \right\}, \tag{31}$$

iar pentru eroarea relativă de metodă :

$$\varepsilon\% = \frac{1}{R_B} \cdot \frac{U_b}{I \cos \varphi} \cdot 100\%. \tag{32}$$

2.2.e. Condiţia (21) mai este îndeplinită şi dacă se asigură ca :

$$\frac{\alpha_c}{\beta_c} = -\frac{g_B}{b_B}. \tag{33}$$

Înlocuind în (33) valorile lui α_c, β_c, g_B şi b_B din relaţia (18), se obţine :

$$\frac{R_s (R_s + R_c + X_s (X_s + X_c)}{X_s (R_s + R_c) - R_s (X_s + X_c)} = -\frac{R_B}{X_B}, \tag{34}$$

în care, dacă se face $X_s = 0$, se obţine :

$$\frac{R_s + R_c}{X_c} = \frac{R_B}{X_B}. \tag{35}$$

Corespunzător acestor condiţii, autorul propune realizarea unui wattmetru Hall pentru curent alternativ sinusoidal (50 Hz), după schema originală reprezentată în figura 10.

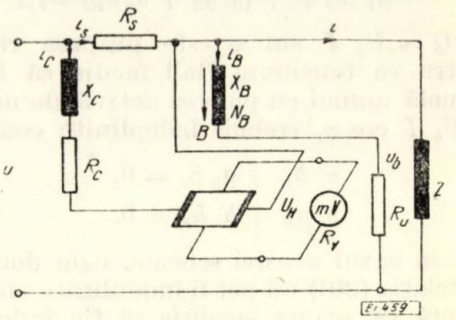


Fig. 10

În cazul acestei scheme, cu respectarea condiţiei (35), pentru tensiunea Hall medie, se poate scrie :

$$U_{H\,med} = K_H (\alpha_c g_B - \beta_c b_B) P + (g_c g_B + b_c b_B) U_b^2, \tag{36}$$

iar pentru eroarea relativă de metodă :

$$\varepsilon\% = \frac{g_c g_B + b_c b_B}{\alpha_c g_B - \beta_c b_B} \cdot \frac{U_b}{I \cos \varphi} \cdot 100\%. \tag{37}$$

Coeficienţii α, β, g şi b din relaţiile (36) şi (37) sînt legaţi între ei prin relaţia (33).

Se poate trage concluzia că toate schemele originale, realizate pe baza celei de-a doua scheme de principiu (fig. 5), sînt însoţite de erori de metodă. Aceste erori, la parametrii daţi ai schemei wattmetrului, sînt cu atît mai mici cu cît tensiunea U_b este mai mică, respectiv cu cît curentul I şi cos φ sînt mai mari. Asemenea scheme se recomandă a fi folosite la măsurarea

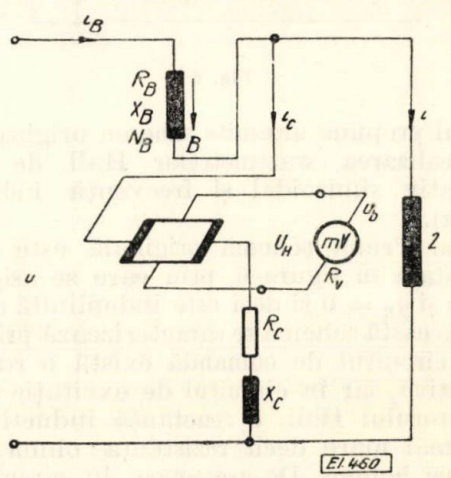


Fig. 11

puterilor active consumate la tensiuni mici şi curenţi mari. Din expresiile erorilor relative de metodă se poate vedea influenţa parametrilor schemei, precum şi a unghiului de defazaj φ asupra acestor erori.

2.3. Cea de-a treia schemă generală de principiu este reprezentată în figura 11. Această

schemă se caracterizează prin faptul că circuitul de excitaţie al multiplicatorului Hall constituie circuitul de curent al wattmetrului Hall, iar circuitul de comandă al multiplicatorului formează circuitul de tensiune al wattmetrului. Pe baza acestei scheme se poate scrie :

$$\underline{I}_c = (g_c - \mathrm{j}b_c)\underline{U}_b ;$$
$$\underline{I}_B = (g_c - \mathrm{j}b_c)\,\underline{U}_b + \underline{I}, \tag{38}$$

în care :

$$g_c = \frac{R_c}{R_c^2 + X_c^2} ; \quad b_c = \frac{X_c}{R_c^2 + X_c^2} \cdot \tag{39}$$

Prin R_c s-a notat întreaga rezistenţă ohmică a circuitului de comandă din multiplicatorul Hall.

Pentru valoarea medie a tensiunii Hall, măsurată de mV, se poate scrie :

$$U_{H\,mea} = K_H\{g_g P + b_c Q + (g_c^2 + b_c^2)\, U_c^2\} \tag{40}$$

sau :

$$U_{H\,med} = K_H\{g_c P + b_c Q + I_c^2\}, \tag{41}$$

căci :

$$(g_c^2 + b_c^2)\, U_c^2 + I_c^2 .$$

Eroarea relativă de metodă ce însoţeşte această schemă este :

$$\varepsilon\% = \left\{\frac{b_c}{g_c} \cdot \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi} + \frac{g_c^2 + b_c^2}{g_c} \cdot \frac{U_b}{I\cos\varphi}\right\} \cdot 100\% \tag{42}$$

sau (înlocuind relaţia (39), în (42)) :

$$\varepsilon\% = \left\{\frac{X_c}{R_c}\,\mathrm{tg}\,\varphi + \frac{1}{R_c} \cdot \frac{U_b}{I\cos\varphi}\right\} \cdot 100\% . \tag{43}$$

O astfel de schemă este menţionată în [7], fără însă să se justifice prezenţa reactanţei inductive X_c din circuitul de comandă.

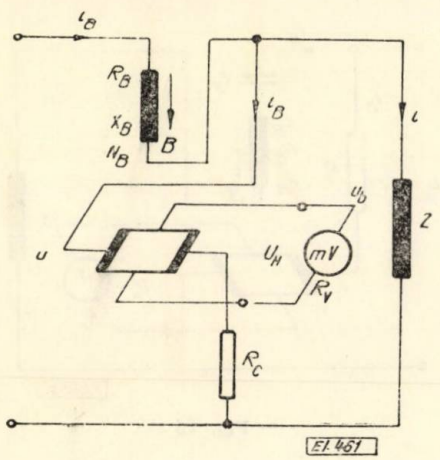


Fig. 12

2.3.a. Din relaţia (43) se vede că eroarea se micşorează dacă $X_c = 0$ şi R_c este foarte mare. Pe aceste considerente, autorul propune realizarea wattmetrului Hall pe baza schemei originale din figura 12. Prin această schemă se asigură ca susceptanţa, b_c, a circuitului de comandă să fie nulă şi deci tensiunea Hall medie, respectiv eroarea relativă de metodă, să obţină expresiile :

$$U_{H\,med} = K_H\{g_c P + I^2\}$$
$$\varepsilon\% = \frac{1}{R_c} \cdot \frac{U_b}{I\cos\varphi} \cdot 100\% . \tag{44}$$

Din relaţia (44) se vede că pentru micşorarea lui $\varepsilon\%$ ar fi necesar ca R_c să fie cît mai mare,

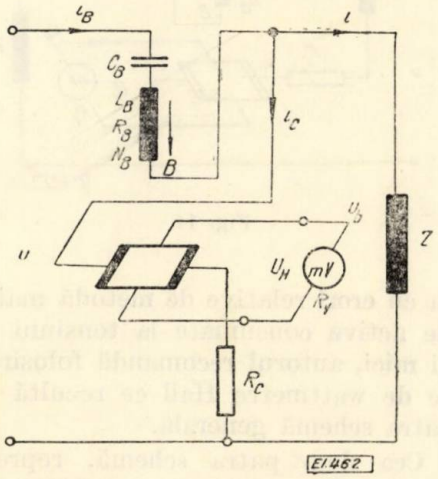


Fig. 13

deci g_c cît mai mic. Pe de altă parte însă un g_c mic face ca $U_{H\,med}$ să fie mic la $P = U_b I \cos\varphi$ dat, deci wattmetrul Hall puţin sensibil.

Schemele din figurile 11 şi 12 mai prezintă şi dezavantajul că reactanţa inductivă X_B modifică unghiul de defazaj dintre U_b şi I, care există în lipsa acesteia din circuit. Pentru eliminarea acestui neajuns, autorul propune o nouă schemă originală pentru wattmetrul Hall, reprezentată în figura 13.

2.3.b. Schema propusă diferă de cele din figurile 11 şi 12 atît prin lipsa reactanţei inductive X_c din circuitul de comandă a multiplicatorului Hall, cît şi prin întroducerea în serie cu reactanţa inductivă $X_B = \omega L_B$ din circuitul de excitaţie a unui condensator, astfel ca să se realizeze o rezonanţă de tensiune, adică să existe relaţia :

$$\omega L_B - \frac{1}{\omega C_B} = 0. \tag{45}$$

Rezistenţa R_B a bobinei de excitaţie este foarte mică (prin construcţie) astfel că rezultă o cădere de tensiune pe circuitul de excitaţie al multiplicatorului Hall (care este circuitul de curent al wattmetrului Hall) mai mică decît în cazul schemelor din figurile 11 şi 12.

Dacă se foloseşte ca material semiconductor Ge-n, atunci curentul de comandă I_c este mic (5—10 mA), deci un consum mic de putere în

circuitul de comandă al multiplicatorului Hall (care este circuitul de tensiune al wattmetrului Hall).

Schemele deduse din schema de principiu reprezentată în figura 11 sînt recomandate în cazul măsurărilor puterilor active ce sînt consumate la tensiuni mici și curenți mari. Pentru a

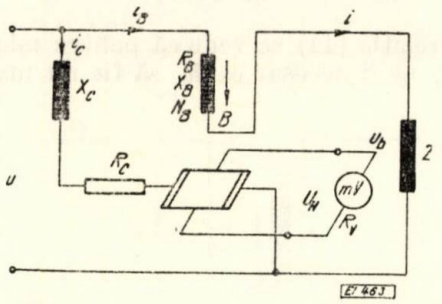


Fig. 14

măsura cu erori relative de metodă mai mici și puterile active consumate la tensiuni mari și curenți mici, autorul recomandă folosirea unor scheme de wattmetre Hall ce rezultă din cea de-a patra schemă generală.

2.4. Cea de-a patra schemă, reprezentată în figura 14, diferă de cea din figura 11 prin aceea că circuitul de comandă al multiplicatorului Hall (circuitul de tensiune al wattmetrului Hall) este conectat înaintea circuitului de excitație (circuitul de curent), deci este un montaj amonte. O astfel de schemă este întîlnită și în [14], [17].

Pe baza acestei scheme se poate scrie :

$$I_B = I;$$
$$I_c = (g_c - \mathrm{j}b_c)\, U_b, \tag{46}$$

unde :

$$\alpha_c = \frac{R_B R_c + X_B X_c}{R_c^2 + X_c^2}; \quad \beta_c = \frac{X_B R_c - X_B R_c}{R_c^2 + X_c^2}; \tag{47}$$
$$g_c = \frac{R_c}{R_c^2 + X_c^2}; \quad b_c = \frac{X_c}{R_c^2 + X_c^2}.$$

Tensiunea Hall medie obține, în aceste condiții, forma :

$$U_{H\,med} = K_H \{g_c P + b_c Q + \alpha_c I^2\}, \tag{48}$$

iar eroarea relativă de metodă :

$$\varepsilon\% = \left\{\frac{b_c}{g_c} \cdot \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi} + \frac{\alpha_c}{g_c} \cdot \frac{I}{U_b \cos\varphi}\right\} \cdot 100\,\%. \tag{49}$$

Pentru ca tensiunea Hall medie să fie proporțională numai cu puterea activă de măsurat, $P = U, I \cos\varphi$, trebuie ca să existe :

$$b_c = \frac{X_c}{R_c^2 + X_c^2} = 0;$$
$$\alpha_c = \frac{R_B R_c + X_B X_c}{R_c^2 + X_c^2} = 0. \tag{50}$$

Condiția $\alpha = 0$ se vede că nu poate fi satisfăcută niciodată. Se poate numai ca prin parametrii schemei, α_c să fie foarte mic, spre exemplu, dacă $X_c = 0$ și $R_B \ll R_c$. În ceea ce privește condiția $b_c = 0$, aceasta poate fi îndeplinită dacă se asigură ca $X_c = 0$. Schema din figura 14 nu permite însă acest lucru. Ea ar putea fi modificată în sensul că circuitul de comandă al multiplicatorului Hall (circuitul de tensiune al wattmetrului) să fie un circuit cu rezonanță de tensiune. În aceste condiții $X_c = 0$, iar pentru tensiunea Hall medie se poate scrie :

$$U_{H\,med} = K_H \left\{\frac{1}{R_c} P + \frac{E_B}{R_c} I^2\right\} \tag{51}$$

și pentru eroarea relativă de metodă :

$$\varepsilon\% = R_B \frac{I}{U_c \cos\varphi} \cdot 100\,\%. \tag{52}$$

Reactanța X_B trebuie să fie foarte mică, pentru a nu modifica unghiul de defazaj φ dintre U_b și I, prin conectarea wattmetrului Hall în circuit.

2.4.a. Condiția $b_c = 0$ (respectiv $X_c = 0$) poate fi îndeplinită și dacă circuitul de comandă al multiplicatorului (circuitul de tensiune al

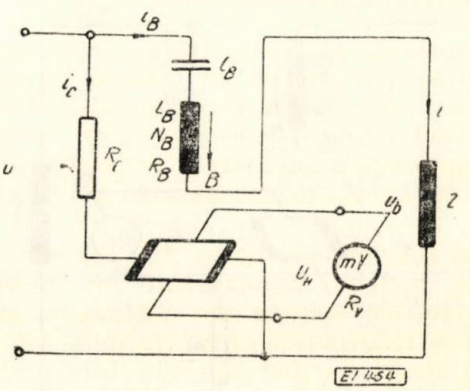


Fig. 15

wattmetrului) are caracter pur ohmic. Pentru eliminarea influenței lui X_B asupra unghiului φ, circuitul de excitație al multiplicatorului (circuitul de curent al wattmetrului) poate fi realizat ca un circuit cu rezonanță de tensiune. În aceste condiții, autorul propune realizarea wattmetrului Hall după schema din figura 15.

În cazul acestei scheme, relaţiile (47) devin :

$$\alpha_c = \frac{R_B}{R_c}; \quad \beta_c = 0;$$
$$g_c = \frac{1}{R_c}; \quad b_c = 0, \tag{53}$$

iar pentru tensiunea Hall medie şi eroarea relativă de metodă se poate scrie :

$$U_{H\,mea} = K_H \left\{ \frac{1}{R_c} P + \frac{R_B}{R_c} I^2 \right\};$$
$$\varepsilon\% = R_B \frac{I}{U_b \cos\varphi} \cdot 100\%, \tag{54}$$

expresii identice cu relaţiile (51) şi (52).

Din cele analizate în această lucrare se poate trage concluzia că, indiferent de schema folosită pentru realizarea unui wattmetru Hall de curent alternativ sinusoidal şi frecvenţă industrială (50 Hz), nu pot fi eliminate erorile de metodă. Printr-o alegere corespunzătoare a schemei şi a parametrilor acesteia, în funcţie de tensiunea şi curentul sub care se consumă puterea de măsurat, se pot numai micşora aceste erori de metodă. Erorile de metodă relative sînt cu atît mai mari cu cît puterile de măsurat sînt mai mici.

Pentru eliminarea acestor neajunsuri, autorul a conceput, realizat şi experimentat wattmetre Hall de curent alternativ sinusoidal de frecvenţă industrială (50 Hz), bazate pe scheme la care erorile de metodă sînt nule. Aceste scheme vor constitui subiectul unei alte lucrări.

3. Rezultate experimentale obţinute cu wattmetrele Hall realizate de autor

Schemele de wattmetre Hall propuse şi analizate în această lucrare au fost şi realizate în laborator, rezultatele experimentale obţinute confirmînd concluziile teoretice. În continuare vor fi prezentate rezultatele experimentale obţinute cu două din wattmetrele Hall realizate.

3. a. Unul dintre wattmetre a fost realizat pe baza schemei din figura 13. Circuitul magnetic al multiplicatorului Hall are forma din figura 16. Pe coloana din mijloc, în care se află şi întrefierul cu sonda Hall, se află două bobine identice avînd cîte 500 spire, deci $N_B = 1\,000$ spire. Parametrii circuitului de excitaţie sînt : $R_B = 9{,}47\ \Omega$; $L_B = 0{,}466$ H; $C_B = 22{,}75 \cdot 10^{-6}$ F. Plăcuţa semiconductoare este din Ge-n, avînd dimensiunile $5 \times 2 \times 0{,}35$ mm³, iar $R_{ic} = 61{,}7\ \Omega$ şi $R_{iH} = 51{,}2\ \Omega$.

Domeniul de curent al wattmetrului Hall este limitat la $I_B = 0{,}3$ A, valoare pînă la care $B = f(I_B)$ este liniară. Acest domeniu se poate mări luînd N_B mai mic, caracteristica magnetică fiind liniară, în cazul de faţă, pînă la $I_B N_B = 0{,}3 \times 1000 = 300$ amperspire. Cu $N_B = 100$ spire se poate mări domeniul de curent pînă la 3 A.

Domeniul de tensiune este funcţie de curentul de comandă al multiplicatorului Hall. În cazul de faţă, curentul nominal de comandă

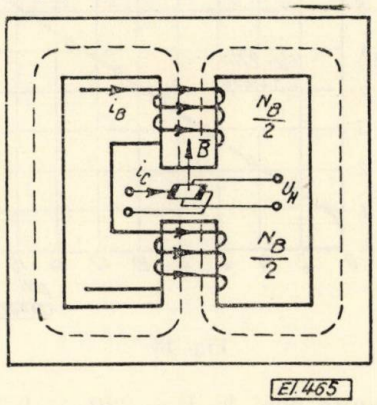


Fig. 16

este $I_{cn} = 12$ mA. Dacă $R_c = 0$, limita superioară a domeniului de tensiune este $I_{cn} R_{ic} = 12 \times 10^{-3} \times 61{,}7 = 0{,}74$ V. Prin R_c se poate mări oricît limita superioară a domeniului de tensiune. Pentru a mări sensibilitatea wattmetrului Hall este necesar ca R_c să aibă asemenea valori încît curentul de comandă să fie cît mai apropiat de cel nominal.

Tensiunea Hall medie în raport cu o perioadă a fost măsurată cu un galvanometru cu spot luminos interior. În graficul din figura 17 se

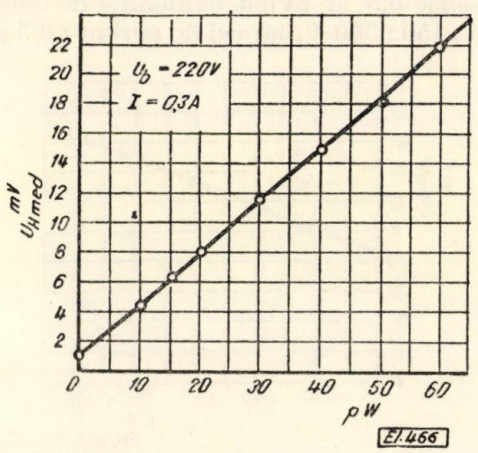


Fig. 17

prezintă caracteristica U_{med} ca funcţie de putere activă $P = U_b I \cos\varphi$, pentru un wattmetru Hall cu domeniul de tensiune 220 V ($R_c = 20\,000\ \Omega$), iar cel de curent 0,3 A. Pentru $I_B = 0{,}3$ A rezultă o cădere de tensiune în circuitul de excitaţie al multiplicatorului Hall (circuitul de curent al wattmetrului Hall) egală cu $I_B R_B = 2{,}841$ V.

Din grafic se vede că tensiunea Hall medie măsurată nu este proporţională cu puterea activă de măsurat. La $P = 0$ s-a măsurat o tensiune Hall de 0,96 mV, care corespunde consumului propriu al wattmetrului (circa

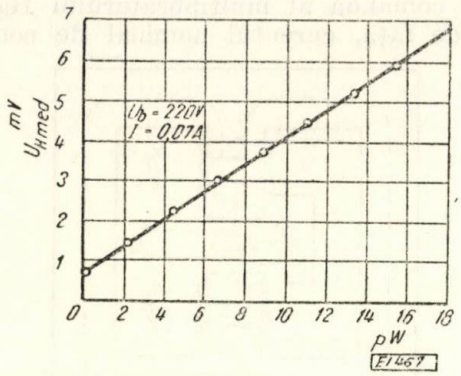


Fig. 18

3W). Rezultă deci la $P = 220 \times 0{,}3 = 66$ W o eroare de metodă raportată :

$$\varepsilon\% = \frac{3}{66} \times 100\% = 4{,}35\%.$$

Graficul din figura 18 reprezintă caracteristica aceluiaşi wattmetru folosit însă pentru măsurarea unor puteri mai mici, pînă la 15 W, dar tot la o tensiune de 220 V. În acest caz, eroarea de metodă raportată devine $\varepsilon\% = 13{,}7\%$.

Pentru măsurătorile ale căror rezultate sînt date în figurile 17 şi 18, puterea activă, $P = U_b I_b \cos\varphi$, a fost măsurată cu un wattmetru sovietic, tip GOST 8476—60, de clasă de precizie 0,5 şi avînd domeniile de tensiune : 30 ; 75 ; 150 ; 300 V, iar cel de curent : 0,5 şi 1 A.

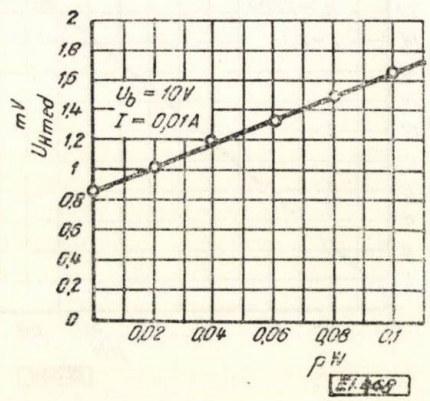


Fig. 19

Autorul a măsurat cu acelaşi wattmetru Hall puteri şi mai mici, pînă la 0,1 W, sub tensiune de 10 V ($R_c = 800\ \Omega$). Rezultatele măsurătorilor sînt prezentate în graficul din figura 19. Pentru acest caz rezultă o eroare raportată mult mai mare, şi anume $\varepsilon\% = 113\%$, de unde se vede că nu pot fi măsurate, cu precizie corespunzătoare, puteri mici cu wattmetre Hall realizate pe baza schemei din figura 13. Puterea activă, $P = U_b I \cos\varphi$, din cazul graficului reprezentat în figura 19, nu a putut fi măsurată cu wattmetru obişnuit, ci ea a fost calculată din I^2R. În acest scop, consumatorul a cărui putere activă se măsoară, a fost constituit dintr-o rezistenţă etalon în decade şi o bobină de rezistenţă cunoscută, iar curentul I a fost măsurat cu ampermetrul de clasă 0,5. S-a ţinut seamă în calcule şi de rezistenţa interioară a ampermetrului folosit.

3. b. Un alt wattmetru Hall a fost realizat de autor folosind schema din figura 15. Acesta a rezultat din cel anterior, numai că circuitul de comandă al multiplicatorului Hall a fost conectat la tensiunea u în loc de u_b şi astfel curentul de excitaţie i_B a devenit egal cu curentul de sarcină i. La acest wattmetru, plă-

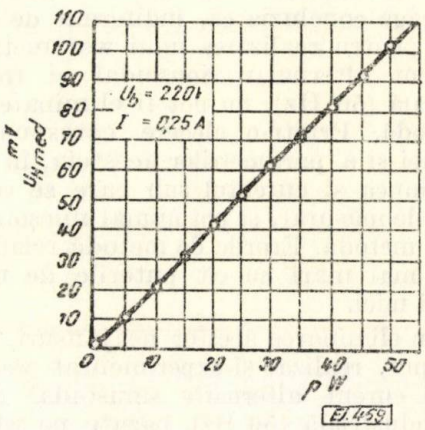


Fig. 20

cuţa semiconductoare a fost din InSb, circuitul magnetic rămînînd neschimbat. S-au măsurat puteri active, la diferite tensiuni, erorile relative fiind foarte mari în cazul măsurării unor puteri active mici consumate sub tensiuni la borne mici.

În figura 20 este reprezentată caracteristica acestui wattmetru, avînd domeniile 220 V şi 0,25 A. Eroarea raportată în acest caz este $\varepsilon\% = 0{,}02\%$, ceea ce confirmă avantajul folosirii acestei scheme în cazul măsurării unor puteri consumate la tensiuni mari şi curenţi mici. La măsurătorile pe baza cărora s-a construit graficul din figura 20, factorul de putere, $\cos\varphi$, a variat între limitele 0,6 şi 1.

Rezultatele experimentale, obţinute cu wattmetrele Hall realizate de autor, pe baza schemelor propuse, confirmă relaţiile obţinute prin calcul cu privire la erorile de metodă. Aceste rezultate confirmă, de asemenea, avantajele unei scheme faţă de alta, funcţie de tensiunea şi curentul la care se consumă puterea activă de măsurat, avantaje menţionate în paragraful 2 al lucrării.

Autorul, în colaborare [22], [23], a realizat şi experimentat wattmetre Hall pentru puteri mici care aveau erori de metodă, dar la care, prin dimensionarea corespunzătoare a schemei folosite, s-a micşorat foarte mult consumul propriu al wattmetrului.

În toate măsurătorile efectuate cu wattmetrele Hall, realizate de autor, temperatura a fost constantă (temperatura mediului ambiant, 22°C). A fost experimentată la unele wattmetre şi compensarea influenţei temperaturii asupra tensiunii Hall, folosind şunt magnetic din thermaloy [1].

4. Concluzii

a. Multiplicatorul Hall poate fi utilizat în scheme electrice, la realizarea unor wattmetre Hall, cu ajutorul cărora se măsoară puterea activă din circuitele de curent alternativ.

b. Schemele cu multiplicator Hall, folosite la realizarea wattmetrelor Hall, necesită îndeplinirea unor condiţii de proporţionalitate şi de defazaj între mărimile ce apar în expresia tensiunii Hall (I_c şi I_B) şi cele din expresia puterii active de măsurat (U_b şi I). După felul cum sînt satisfăcute aceste condiţii rezultă diferite scheme de wattmetre Hall. Aceste scheme constituie variante ale celor patru scheme de principiu prezentate de autor în această lucrare. Pe baza analizei erorilor de metodă relative, ce însoţesc aceste scheme, pentru măsurarea puterilor active de anumiţi parametri (tensiune şi curent) se recomandă o anumită schemă, la care eroarea de metodă este mai mică.

c. În cazul circuitelor de curent alternativ, o problemă foarte importantă o constituie influenţa modificării frecvenţei asupra preciziei wattmetrelor Hall. Autorul a tratat în lucrarea de faţă numai problema măsurării puterii active în circuitele de curent alternativ sinusoidal de frecvenţă industrială (50 Hz). Literatura de specialitate este mult mai bogată în ceea ce priveşte măsurarea puterilor active la frecvenţe înalte [24], [25], [26]. Schemele propuse şi analizate de autor, în care nu există circuite cu rezonanţă de tensiune sau curent (este cazul schemelor din fig. 2, 3, 5, 10, 11, 12, şi 14), sînt valabile pentru orice frecvenţă, modificarea frecvenţei neintroducînd erori suplimentare. La celelalte scheme, care au circuite cu rezonanţă, o variaţie a frecvenţei mai mare de 2% faţă de frecvenţa de rezonanţă introduce erori suplimentare în măsurători.

d. Realizarea practică, de către autor, a wattmetrelor Hall şi rezultatele experimentale obţinute cu acestea confirmă posibilitatea confecţionării de asemenea wattmetre, precizia de circa 1% (la schemă bine aleasă şi corespunzător dimensionată) fiind corespunzătoare măsurătorilor industriale.

e. Comparînd wattmetrele Hall cu alte metode de măsurare a puterilor active, se pot evidenţia următoarele calităţi ale acestora:

— Wattmetrele Hall nu au părţi mobile, putînd fi deci folosite în condiţiile unor trepidaţii. Toate părţile componente ale acestor wattmetre se pot dispune într-un bloc compact. Durata de funcţionare este nelimitată, neavînd părţi componente care să se uzeze.

— Sensibilitatea wattmetrelor Hall este mare la schemă corespunzător dimensionată şi la material semiconductor bine ales pentru realizarea sondei Hall. Domeniile de măsură (tensiune şi curent) pot fi uşor lărgite prin modificarea corespunzătoare a parametrilor schemei electrice folosită la realizarea wattmetrului.

— Tensiunea Hall fiind o măsură a puterii electrice, folosind amplificator de tensiune, puterea de măsurat poate fi uşor telemăsurată. O dată amplificată, tensiunea Hall poate fi folosită ca mărime de comandă în sisteme automate.

— Wattmetrele Hall, prin tensiunea Hall, pot să asigure înregistrarea puterii electrice cu o eroare de circa 1,5%, la o constantă de timp de cîteva milisecunde.

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Contribuţii teoretice şi experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat. Institutul politehnic Timişoara, 1966.

[2] *Heler, A.* Wattmetre Hall de curent continuu şi erorile lor de metodă. În: Metrologia aplicată, vol. **13**, nr. 5, 1966, p. 216–221.

[3] *Heler, A.* Wattmetre Hall de curent continuu fără erori de metodă. În: Electrotehnica **14**, nr. 11, 1966, p. 414–419.

[4] *Bogomolov, V. N.* Ustroistva s datcikami Holla i datcikami magnitosoprotivlenia. Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1961.

[5] *Fränkel, D.* Contribuţii cu privire la măsurarea puterilor în reţele de curent alternativ cu generator Hall. Disertaţie. Institutul politehnic Timişoara, 1964.

[6] *Sun Su Fo.* Izmerenie mocinosti posredstvom poluprovodnicovî. Moscova, Gosenergoizdat, 1958.

[7] *Barlow, H. E. M.* The application of the Hall effect a semiconductor to the measurement of Power in an electro-magnetic field. In : The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, part. B, vol. **102**, nr. 2, martie 1955, p. 179.

[8] *Strutt, M.J.O.* Hall effect in semiconductor compounds. În: Electronic Radio Engineer, vol. **36**, nr, 1, 1950, p. 2.

[9] *Glowacki, P.* Efekt Holla i jego zastosovanie technike. În : Wiadomosci Elektrotehniczne, nr. 1, p. 11.

[10] *Barlow, H.E.M.* Hall effect reinforcement of high frequency fields in semiconductors and some applications. In : Proc. I.E.E. **111**, nr. 2, 1964, p. 231.

[11] L'effet Hall et ses applications. În : Rev. Gén. d'Élect., nr. 202, p. 30.

[12] *Zawicki, I.* Zastowanie cztonow mnozqcych z ptytkq Halla w uktadach przetwonikow. mocy. Pomiaru. În : Automatika. Kontrola Zeszyt, nr. 10—11, p. 488.

[13] *Borkmann,* D. Der Halleffekt und seine Anwendung in der Technik. În : Das Elektron, p. 72.

[14] *Wood, Ch.* Hall effect transducers. În : Control Eng. nr. 8, sept 1961, p. 138.

[15] The Hall effect. New method of measuring microwawe. Power and Impedance. În : Electrical Review 28, dec 1962, p. 1 010.

[16] Use of the generation in a power transducer. În : Electro-Technology, oct 1963, p. 16.

[17] *Strutt, M.J.O.* Neure Anwendungen des Halleeffektes in halbleitenden binären Verbindungen. În : Scienţia Electrical, nr. 4, 1958, p. 92.

[18] *Collins, J. R.* The Hall effect. În : Electronics World, apr 1963, p. 39.

[19] *Rugari, A. D. A.* Hall effect microwave power meter. Project 5 519 Task, 45 210 RADC — TN — 6 — 144, apr 1961.

[20] *Barabutes, Th.* Better Watt Transducer Design Uses Indium Arsenide Semiconductor. Materials in Design. În : Engineering, mai 1960, p. 146.

[21] Schad. Der Hellgenerator. În : Radio und Fernsehen, nr. 12, 1955, p. 361.

[22] *Şora, C.* şi *Heler, A.* Determinarea puterilor mici pe baza efectului Hall. În : Electrotehnica, nr. 5, 1961.

[23] *Şora, C.* şi *Heler, A.* Wattmetrul Hall pentru puteri folosind placa semiconductoare din InSb de provenienţă indigenă. Lucrare prezentată la Consfătuirea naţională de semiconductoare, 1961.

[24] *Barlow, H. E. M.* The Design of Semiconductor wattmeters for Power-Frequency and Audio Frequency Application. În : Proc. Inst. Elec. Eng. 102 B, 1955, p. 186.

[25] *Barlow, H. E. M.* A Proposed New Method of Measuring Microwawe. Power and Impedance Using Hall Effect in a Semiconductor. În : Proc. Inst Elec. Eng., 109 B., mai 1962, p. 286.

[26] *Barlow, H.E.M.* Microwave Power Measurements. În : Trans. Inst. Radio Eng. I, 11, dec 1962, p. 257.

Intrat în redacţie la 15.VII.1967

RECENZII

CZ 621.313.322–81

B. P. Fomin, B. G. Tihanovici şi G. M. Viro. **Turbogeneratoare** (Turboghencratcri). Moscova. Editura Energhia, 1966, 335 pag., 33 ref. bibl.

Ca primă parte din seria *Tehnologia construcţiilor maşinilor electrice de mare putere*, studiul privind turbogeneratoarele electrice cuprinde o serie de probleme de proiectare şi construcţie a maşinilor electrice generatoare cu puteri de şi peste 50 MW.

Se descrie tehnologia materialelor utilizate mai frecvent şi se dau detalii asupra modului de rezolvare a problemelor speciale de construcţie şi încercări la bancul de probă. Cartea se adresează atît proiectanţilor, constructorilor, cît şi tehnicienilor din domeniul montării şi reparării grupurilor turbogeneratoare de puteri mari.

În introducere, după ce se arată că celelalte două părţi ale trilogiei sînt hidrogeneratoarele şi maşinile electrice de mare putere, se indică autorii celor 10 capitole şi se motivează necesitatea unor asemenea studii sub aspect tehnologic, precizîndu-se importanţa consideraţiilor noi pentru construcţia şi exploatarea maşinilor generatoare şi motoare de mare putere.

În capitolele 1 şi 2 se face un scurt istoric al dezvoltării construcţiei turbogeneratoarelor, cu indicarea dinamicii puterii instalate a grupurilor de mare putere în U.R.S.S. De remarcat că s-a plecat de la 1,5 MW în 1924 şi s-a ajuns la 320 MW, în exploatare, în 1966 şi la 800–1 000 MW per grup în proiectare şi, respectiv, în fabricaţie în 1967.

Se prezintă apoi tehnologia de fabricaţie a rotoarelor unor grupuri de mare putere. Exemplificarea se face pe un grup TVV–320–2. Se dau spre comparaţie date pentru grupurile turbogeneratoare TVF–100–2; TVV–165–2 şi TVV–200–2.

La sfîrşit se arată perspectiva dezvoltării tehnologiei de fabricaţie a grupurilor de mare putere. Se arată stadiul dezvoltării tehnologiei la grupurile de 200 şi 300 MW şi se fac precizări asupra perspectivei maşinilor electrice generatoare de 500 şi 1 000 MW.

Capitolele 2, 3 şi 4 tratează o serie de probleme legate de construcţia şi exploatarea statorului turbogeneratoarelor electrice. Se fac consideraţii asupra următoarelor teme:

— Tehnologia fabricării carcaselor şi a părţilor componente ale statoarelor grupurilor de mare putere. Astfel se confruntă diferite forme de carcase din diferite materiale, arătîndu-se avantajele şi neajunsurile fiecăreia. Se arată modul elementar de îmbinare a părţilor unei carcase şi a tolelor pentru polii magnetici. Modul de montare se referă atît la construcţii orizontale, cît şi la generatoare verticale. Se prezintă schema de răcire a statorului cu gaze, indicîndu-se limitele presiunii necesare pentru aer şi hidrogen.

— Detaliile de proiectare şi construcţie sînt completate cu o serie de date referitoare la materialele ce se folosesc sau care se recomandă a se utiliza pentru turbogeneratoarele în stadiu de proiect. Se reproduc schiţe ce înlesnesc înţelegerea modului de construire a elementelor mai complicate din structura rotorului şi a statorului. Un asemenea fel de prezentare, dacă ar fi mai dezvoltat, ar înlesni atît studenţilor, cît şi specialiştilor din proiectare şi fabricaţie să-l folosească aproape integral.

— Dimensiunile turbogeneratoarelor de 100 – 320 MW, pe tipuri de generatoare, în funcţie de agentul de răcire: apă + hidrogen (apa pentru stator, iar hidrogenul pentru rotor) sau numai hidrogen.

Se dau şi o serie de schiţe generale şi desene pentru părţile componente care se pot utiliza fără dificultate în practica de proiectare şi construcţie a maşinilor electrice turbogeneratoare.

Legăturile părţilor conductoare de curent cu exteriorul se prezintă în secţiune, arătîndu-se modul de aşezare a conductoarelor şi a izolatoarelor.

Îmbinările diferitelor părţi ale statorului se redau în detaliu şi se exemplifică la un grup de 500 MW.

Schema de principiu privind determinarea pierderilor este completată cu o serie de aparate de măsură şi control.

Tipul turbogeneratorului	Lungimea statorului, mm	Diametrul exterior, mm	Diametrul interior, mm	Greutatea, kg	Agentul pentru răcire
TV2–100–2	7 400	4 100	2 920	49 850	hidrogen
TV2–150–2	8 400	4 463	3 000	58 670	hidrogen
TVF–100–2	5 500	4 000	2 685	33 880	hidrogen
TVV–165–2	6 000	4 000	2 680	31 310	hidrogen pentru rotor şi apă pentru stator
TVV–200–2	6 540	3 960	2 775	33 625	
TVV–320–2	5 700	4 100	2 775	29 270	

Înfăşurările statorului se prezintă sub cele mai esenţiale aspecte. Astfel se fac consideraţii asupra barelor conductoare (material, mod de aşezare şi izolare) şi asupra modului de construire a bobinajelor de dimensiuni mai mici, prezentîndu-se SDV-uri necesare în acest scop. Şi în această parte consideraţiile merg pînă la detalii utile practicii de proiectare şi construcţiei generatoarelor de mare putere.

Capitolul 5 se referă la o serie de detalii privind părţile componente ale rotoarelor.

Se dau schiţe şi detalii cu dimensiuni şi se fac consideraţii asupra tehnologiei de fabricaţie.

În capitolul 6 se descriu ventilatoarele, iar în capitolul 7 se prezintă bobinajul şi montarea părţilor componente ale rotoarelor.

Capitolul 8 cuprinde o serie de probleme referitoare la tehnologia de fabricaţie a lagărelor. Totodată se arată modul de realizare a etanşeităţilor. De fiecare dată exemplificările pe diferite schiţe şi scheme completează expunerea şi uşurează înţelegerea fenomenului.

În capitolul 9 se descriu instalaţiile de răcire.

Capitolul 10 care încheie studiul cuprinde problemele privind montajul părţilor componente de grupurilor turbogeneratoare de 100 şi 200 MW.

Secţiunea transversală a întregii instalaţii creează o vedere de ansamblu asupra elementelor componente şi clarifică o serie de probleme privind modul de racordare a instalaţiei de răcire la stator şi rotor.

În încheiere remarcăm că problemele tratate sînt utile şi de interes practic imediat, dar ar putea fi completate cu o serie de consideraţii teoretice privind modul de calcul al diverselor dimensiuni.

Condiţiile grafice de prezentare a materialului sînt corespunzătoare, iar vederile generale dau o idee asupra masivităţii unor asemenea grupuri. Cartea are meritul de a reda, într-un număr relativ redus de pagini, o serie de probleme privind tehnologia de fabricaţie a turbogeneratoarelor electrice de mare putere şi prin aceasta devine utilă unui larg cerc de specialişti din domeniul proiectării şi fabricării maşinilor electrice generatoare.

A. Carabulea

CZ 621.313.322–82

M.I. Zuhdelévici şi S. A. Prutkovski. **Hidrogeneratoare** (Ghidrogheneratori). Moscova-Leningrad. Editura Energhia, 1966, 7 cap, 320 pag., 20 ref. bibl.

Studiul privind tehnologia maşinilor electrice de mare putere cuprinde trei părţi: 1) Turbogeneratoarele; 2) Hidrogeneratoarele; 3) Maşinile electrice mari. În partea referitoare la hidrogeneratoare, apărută separat, se fac consideraţii generale şi în detaliu mai mult din punct de vedere constructiv şi tehnologic asupra părţilor componente ale generatoarelor electrice antrenate de turbine hidraulice. Prin conţinutul şi nivelul problemelor tratate, cartea se poate folosi în practica de proiectare şi construcţie a turbogeneratoarelor electrice de mare putere.

După o scurtă introducere în care se prezintă turbogeneratoarele de 115, 225 şi 500 MW se fac consideraţii asupra grupuri-

lor de mare putere, 1 000 şi 1 250 MW, ce urmează să intre în faza de fabricaţie într-un viitor apropiat.

În capitolele 1—3 se prezintă tehnologia de fabricaţie a pieselor ce compun statorul hidrogeneratoarelor construite sau în curs de fabricaţie. Astfel, pentru turbogeneratorul G.E.S.—225 MW, cu o turaţie de 125 rot/min, care a fost montat la Bratsk, se dau dimensiunile principalelor părţi componente ale statorului şi se fac consideraţii din punct de vedere tehnologic asupra problemelor esenţiale din proiectare, montaj şi exploatare. Nu sînt trecute cu vederea nici instalaţiile de răcire cu apă sau hidrogen a bobinajelor de pe stator. Se arată vederea unui banc de probă pentru stabilirea gradului de izolare a bobinelor faţă de masa statorului. Plecîndu-se de la particular la general, se arată cum se rezolvă o serie de probleme ale tehnologiei de fabricaţie şi la alte tipuri de generatoare hidraulice. În cuprinsul capitolelor 2 şi 3 se dezvoltă probleme legate de înfăşurarea pe stator arătîndu-se tipurile de înfăşurări folosite şi indicîndu-se modul de aşezare a bobinelor. Se prezintă lagărele şi tehnologia de realizare a canalelor de răcire a bobinajelor.

În capitolele 4—5 se fac consideraţii asupra tehnologiei pieselor ce compun rotorul. Se prezintă în secţiune modul de aşezare şi prindere a tolelor şi aşezarea canalelor pentru bobinaj şi răcire.

Exemplificările pe piese separate, prevăzute cu dimensiunile din proiect, înlesnesc înţelegerea fenomenului şi clarifică prezentarea.

Capitolul 6 are ca obiect prezentarea elementelor de susţinere a hidrogeneratoarelor cu aşezare orizontală sau verticală.

În ultimul capitol (7) se arată modul de montare a statorului şi a rotorului la locul de funcţionare. Se dezvoltă apoi o serie de probleme legate de pornire, dîndu-se indicaţii practice de interes imediat.

Ţinîndu-se seamă că numărul grupurilor hidrogeneratoare de putere mare şi medie este în continuă creştere, atît în ţara noastră, cît şi peste hotare, cartea capătă o utilitate imediată întrucît clarifică o serie de probleme de construcţie şi montaj, în special sub aspect practic. Ar fi fost util dacă autorii ar fi dezvoltat pe măsura necesarului şi partea de relaţii utilă determinării principalelor dimensiuni şi caracteristici.

Prin problematica abordată, prin nivelul de prezentare a temelor, prin claritatea expunerii, studiul constituie o experienţă pozitivă în domeniu tehnologiei de fabricaţie a hidrogeneratoarelor electrice de mare putere.

A. Carabulea

CZ 621.314.08

L. H. Siblovici. **Transformatoarele diferenţiale şi utilizarea lor** (Diferenţialnîe transformatorî i ih primenenie). Moscova-Leningrad, Editura Energhia, 1966, 95 pag. 49 ref. bibl.

În cuprinsul a patru capitole se tratează următoarele probleme:

a) Principiile de funcţionare şi constructive ale transformatoarelor diferenţiale.

b) Studiul transportului energiei prin reţele echipate cu transformatoare diferenţiale.

c) Sisteme de măsură cu transformatoare diferenţiale.

d) Scheme de calcul prevăzute cu transformatoare diferenţiale.

În capitolul 1 se discută următoarele teme: scheme constructive pentru transformatoare diferenţiale; procesul fizic de transformare a energiei cu ajutorul aparatelor diferenţiale: schema echivalentă a transformatorului diferenţial; criterii de apreciere a caracteristicilor transformatoarelor diferenţiale; unele consideraţii asupra seriei de transformatoare diferenţiale construite; particularităţile constructive ale transformatoarelor diferenţiale.

În capitolul al doilea se fac consideraţii asupra următoarelor probleme: tratarea neutrului în reţele prevăzute cu transformatoare diferenţiale; regimurile de funcţionare şi comandă a schemelor cu transformatoare diferenţiale; determinarea erorii unghiului de pierderi.

Capitolul al treilea tratează: schema de măsură a principalelor mărimi electrice; compensarea mărimilor reţelei în care funcţionează transformatoarele diferenţiale; transformatoare diferenţiale speciale (ferodinamice); schema de măsură a armonicilor cu ajutorul transformatoarelor diferenţiale; sisteme de telemăsură cu traductoare pe principiul transformatoarelor diferenţiale.

În capitolul al patrulea se prezintă temele: scheme echivalente de calcul al reţelelor prevăzute cu transformatoare diferenţiale; scheme cu indicarea aparatelor de măsură pentru controlul funcţionării transformatoarelor diferenţiale.

Pentru fiecare temă se fac consideraţii teoretice şi se expune partea de tehnologie, fără a se intra în detalii constructive.

Nu lipsesc nici schemele de principiu pentru înţelegerea fenomenului. De asemenea, se dau o serie de schiţe pentru a uşura urmărirea expunerii. Relaţiile prezentate sînt, în general, simple şi se pot aplica în proiectare sau la determinarea unor mărimi, respectiv element care se înlocuieşte în cazul reparării transformatoarelor. Schemele echivalente, deşi simple sînt riguroase şi înlesnesc clarificarea fenomenului transcris cu ajutorul relaţiilor analitice. După fiecare capitol se dau curbele de variaţie ale principalelor caracteristici şi se indică modul lor de folosire. Concentrarea indicaţiilor de construcţie şi exploatare pe un număr relativ mic de pagini, claritatea schemelor şi a relaţiilor de calcul pentru diverse mărimi, simplitatea expunerii şi lămurirea proceselor fizice care apar, arată că autorul a reuşit să prezinte o serie de consideraţii la un nivel corespunzător fără să scape din vedere ceea ce este necesar proiectanţilor, constructorilor şi celor ce exploatează asemenea aparate electrice.

A. Carabulea

CZ 621.317.39—752 :534.322.3 :621.313.1

A. J. King. **Măsurarea şi suprimarea zgomotului cu recomandare specială pentru maşinile electrice** (The Measurement and Suppression of Noise, with special Reference to Electrical Machines). Londra, Chapman & Hall, 165, 180 pag., 75 fig., 16 planşe 14 tabele, 100 ref. bibl. 1, index alfabetic.

Cartea face parte din seria de lucrări recomandate pentru publicare de Comitetul Tehnic AEI, iar autorul, A. J. King, este consultant pentru acustică de la Laboratorul de cercetări AEI, lector pentru acustică la Facultatea de tehnologie de la Universitatea din Manchester, un mare cunoscător în materie, avînd la bază experienţa dobîndită în cei 36 de ani de activitate depusă pentru rezolvarea problemelor de măsurarea şi reducerea zgomotului şi vibraţiilor, în special la maşinile electrice.

Autorul prezintă problemele astfel ca să realizeze o unitate de vederi între modul de a privi, exprima şi rezolva practic problemele inginerilor, pe de o parte şi al fizicienilor, pe de altă parte şi ca să înlăture dificultăţile care apar la folosirea diferitelor sisteme de unităţi pentru exprimarea rezultatelor calculelor şi măsurătorilor experimentale.

Realizată cu concursul celor mai cunoscuţi specialişti de la Laboratorul de cercetări AEI din Manchester, lucrarea este susţinută de verificări experimentale executate în Laboratorul de cercetări de la Tradefford Park.

Cartea cuprinde două părţi totalizînd zece capitole.

În prima parte, care cuprinde şase capitole, intitulată: „Principii teoretice fundamentale", sînt expuse clar şi concis proprietăţile urechii omeneşti, noţiunile de acustică strict necesare pentru înţelegerea lucrării şi unităţile de măsură folosite, şi se arată modul cum se fac măsurătorile subiective şi obiective şi metodele de calculare a nivelului de tărie datorit zgomotului folosind datele rezultate din analize obiective. În ultimele două capitole sînt dezbătute probleme de vibraţii şi sînt descrise metode şi aparate folosite pentru măsurarea lor.

În partea a doua, care cuprinde patru capitole, sînt redate „Aplicaţii" în legătură cu radiaţia zgomotului produs de maşini, reducerea zgomotului la sursă, reducerea zgomotului în timpul transmiterii şi diverse instalaţii şi amenajări folosite pentru efectuarea măsurătorilor acustice şi pentru atenuarea zgomotului şi vibraţiilor la maşinile electrice rotative, cît şi la transformatoarele electrice asupra cărora se insistă în mod deosebit

În cursul expunerii, problemele sînt enunţate clar şi dezbătute în aşa fel încît fiecare din cele zece capitole poate fi citit şi folosit independent de celelalte. În afară de cele 100 de referinţe bibliografice, recomandate la sfîrşitul lucrării, în text se fac referiri la recomandări şi publicaţii I.E.C. de dată recentă, ceea ce constituie un preţios ajutor pentru specialiştii care se ocupă cu rezolvare problemeleor dezvătute.

O mare calitate a lucrării constă în faptul că evită paranteze şi explicaţiile prea ample, înlocuindu-le cu trimiteri la bibliografie, ceea ce face ca textul să redea, fără echivoc, strictul necesar pentru înţelegerea fenomenelor descrise; aceasta face ca lucrarea să fie citită cu plăcere, iar soluţiile şi aplicaţiile practice indicate să fie însuşite cu încredere şi să trezească dorinţa de a le realiza în laboratorul propriu.

În întreaga lucrare, valorile rezultate pe cale experimentală sînt comparate cu valorile calculate, prezentate în diferite sisteme de unităţi de măsură, ceea ce face ca lucrarea să aibă o mare valoare practică fiind accesibilă la prima citire tuturor celor care se ocupă de tehnica măsurării şi reducerii zgomotului şi vibraţiilor.

Reţetele şi metodele indicate pentru izolarea zgomotului şi vibraţiilor au fost experimentate practic la transformatoare şi pot fi folosite ca atare; acelaşi lucru se poate spune şi despre graficele şi tabelele incluse în lucrare, a căror valoare practică este indiscutabilă, autorul avînd autoritatea ştiinţifică certificată de Comitetul tehnic AEI.

Problemele tratate în capitolul „Instalaţii" sînt cele mai des întîlnite de inginerii care se ocupă de problema zgomotului şi vibraţiilor şi a căror rezolvare autorul o dă prin metodele şi relaţiile cele mai practice, aplicabile imediat, ceea ce ridică mult valoarea practică a lucrării.

Ultimele două capitole ar putea constitui obiectul unei lucrări separate care, dezvoltată corespunzător, ar deveni cel mai preţios îndrumar în tehnica măsurării şi reducerii zgomotului şi vibraţiilor.

Dacă lucrarea ar fi conţinut şi un capitol în care să fie dezbătute metode oscilografice, metode bazate pe înregistrarea pe bandă, metode de măsurarea puterii acustice, metode de vizualitatea cîmpului audio, din ambianţa surselor de zgomot, metode de analiză armonică în benzi înguste, metode de măsurarea relaţiilor de fază între undele componente ale spectrului acustic, ar fi avut mult de cîştigat, ridicîndu-se la nivelul tehnicii mondiale contemporane, de care din punct de vedere teoretic şi din punctul de vedere al lucrărilor experimentale de laborator, este depăşită.

Valoarea practică a lucrării o face necesară tuturor celor care se ocupă de aplicaţiile practice ale acusticii în universitate, pe şantierele de construcţii şi în uzinele constructoare de maşini.

Bogata bibliografie indicată poate ajuta la planificarea judicioasă a unui studiu amănunţit pentru aprofundarea problemelor din tehnica măsurării şi reducerii zgomotului şi vibraţiilor care prezintă foarte multe dificultăţi datorită faptului că necesită aparatură sensibilă de înaltă precizie şi personal cu calificare superioară, a cărui formare este costisitoare şi reclamă mult timp.

Deoarece lipsa unei asemenea lucrări se resimte într-un cerc larg de ingineri şi tehnicieni, traducerea acestei lucrări ar fi necesară, completată cu anexe care să cuprindă extrase din recomandările I.E.C. şi I.S.O. date în text şi din standardele Republicii Socialiste România referitoare la tehnica măsurării zgomotului şi vibraţiilor.

I. Vinaru

REFERATE

CZ 614.8 *Protecţia muncii*

CZ 614.825

Hauf, R. **Pericolul curentului electric asupra omului şi asupra animalelor** (Gefahren des elektrischen Stromes für Mensch und Tiere). In: ETZ—B, nr. 10, mai 1967, p. 282—285, 1 fig., 3 grafice.

Intensitatea şi parcursul curentului sînt în funcţie de conductibilitatea ţesuturilor şi a organelor.

Se face deosebire între acţiunea fizică şi cea fiziologică a curentului electric asupra vieţuitoarelor, subliniindu-se că această acţiune depinde de tensiune, de intensitate, frecvenţă şi rezistenţă. Expunerea se ocupă de accidentele la curent alternativ pînă la 1 000 V, cu frecvenţa de 500 Hz, dovedită a fi deosebit de periculoasă pentru inimă. Sînt arătate efectele curenţilor începînd cu 45 μA, care sînt percepute de limba omului şi—trecîndu-se prin faza contracţiilor de musculatură—se ajunge la 9 mA, la care mîna rămîne încleştată pe conductor. Efectele diferitelor intensităţi de curent sînt conţinute în „UNIPEDE" (Union Internationale des Producteurs et Distributeurs d'Énergie Électrique), din care reiese că la 20 mA intervine contracţia muşchilor respiraţiei, iar apoi, dacă nu se întrerupe curentul, după 3—4 min accidentatul moare.

Sînt descrise apoi acţiunea inimii şi influenţa unei excitaţii asupra muşchilor ei, spre deosebire de excitaţiile celorlalţi muşchi din corp. Cu ajutorul unei figuri se descriu apoi fenomenele bioelectrice, respectiv deplasările ionilor de potasiu şi de sodiu ale fibrelor inimii în mod normal şi în momentul accidentului (electrocutare). În baza acestor efecte biolectrice şi a celor fiziologice ale inimii se descriu apoi momentele intervenţiilor de curenţi exteriori, condiţiile de vibraţii periculoase ale inimii. Într-un grafic se arată, printre altele, mecanograma unei celule musculare a inimii înregistrată cu o lampă mecanoelectronică de transductor.

Sînt discutate apoi valorile minime ale curentului, care pot prezenta pericol. Astfel, în baza unei formule a lui C.F. Dalziel, vibraţiile periculoase ar interveni după 4 s la 40 mA, curent care depinde de îmbrăcămintea accidentului, de conductibilitatea obiectelor atinse şi a terenului etc.

În concluzie, se afirmă că o contracţie a muşchilor de respiraţie este mortală cînd contactul cu curentul nu se poate întrerupe 3—4 min şi cînd tensiunea este mai mare de 15 V. Pericolul este mult mai mare cînd intervin vibraţiile ventriculelor inimii, ceea ce se întîmplă la un contact mai îndelungat şi la tensiuni de 30 V.

Articolul se încheie cu observaţii privind urmările fizice (arsurile) produse de electrocutări.

Gh. C

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.01

Kaplan, D. A. ş.a. **Deseăreări parţiale în izolaţia de tip hîrtie-ulei la aparatajul de înaltă tensiune, sub acţiunea supra-tensiunilor interne** (Ciasticinic razriadi v bumajnomaslianoi apparatnoi izoliaţii pri unutrennîch perenapriajemah). În: Elektriceskaia Izoliaţiia. Lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 106—113, 7 fig., 3 ref. bibl.

Obiectivele studiului sînt:

1) Determinarea tensiunilor de ionizare: de început şi critice sub acţiunea impulsurilor oscilante, apropiate ca formă de impulsurile supratensiunilor interne.

2) Clasificarea condiţiilor în care fenomenul de ionizare ce ia naştere din timpul impulsului se continuă şi sub tensiunea de lucru.

Se prezintă schema instalaţiei pentru obţinerea impulsului oscilant echivalent cu frecvenţa de 300 Hz. Concluziile studiului arată că tensiunea corespunzătoare ionizării critice se măreşte cu creşterea duratei impulsului.

Se constată că în urma aplicării impulsurilor supratensiunilor interne peste tensiunea alternativă, descărcările parţiale — ce iau naştere în timpul impulsului — în mod practic nu mai sînt detectate.

A.B.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.21/26.001.1

Fridman, G. B. **Cu privire la calculul temperaturilor maxime în bobinajele transformatoarelor uscate** (K rascetu maximalnih preruşenii temperatur v obmotkah suhih transformatoroe). În : Elektrotehnika **38**, nr. 4, 1967, p. 54—56, 5 fig., 2 tab., 9 ref. bibl.

În calculul termic al transformatoarelor uscate, în general se calculau valorile lui $\Delta\theta$ (diferenţele de temperaturi) numai în direcţia radială a bobinajelor. Ţinînd seamă de influenţa valorilor lui $\Delta\theta$ şi în direcţia axială, în lucrare se studiază variaţia diferenţelor de temperaturi în ambele direcţii.

Se prezintă metodica de calcul aplicată la transformatorul uscat de mină pentru tensiunea de 6 kV (puterea 180 kVA) şi la transformatorul monofazat cu bobinaje în straturi şi discuri, pentru tensiunea de 10 kV (puterea 560 kVA).

Încercările efectuate au arătat erori nu mai mari de 5—6 % faţă de calcule.

A.B.

CZ 621.314.222.6.001.24

Kravtov, S. F. ş. a. **Metodă analitică pentru determinarea dimensiunilor optime ale transformatoarelor de mică putere** (Analiticeschii metod opredeleniia optimalnih razmerov transformatorov maloi maşinosti). În : Elektrotehnika **38**, nr. 4, 1967, p. 23—25, 3 fig.

Se prezintă o metodă analitică pentru determinarea dimensiunilor optime ale transformatoarelor de mică putere cu obiectivul obţinerii greutăţilor minime. Studiul se aplică transformatorului trifazat cu miezul magnetic realizat din benzi înfăşurate.

Pe lîngă desfăşurarea calculelor se prezintă curba variaţiei raportului greutăţilor materialelor active în funcţie de raportul secţiunilor miezurilor.

Cu această metodă au fost calculate, proiectate şi studiate 11 transformatoare cu puteri de la 0,5 la 40 kVA (pentru frecvenţe între 900 şi 1 000 Hz).

A.B.

CZ 621.315 *Transmiterea energiei electrice*

CZ 621.315.616.9 :620.197.6

Egorova, L. N. ş.a. **Depunerea de acoperiri electroizolante pe piese metalice prin metoda pulverizării de prafuri din materiale plastice** (Nanesenie elektroizoliationih pokritii na metaliceskie detali metodom vihrenovo napileniia poriskoobraznih plastmaas). În : Elektriceskaia Izoliaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 51—56, 4 fig., 5 tab., 2 ref. bibl.

Se prezintă tehnologia depunerii de prafuri din polietilen, răşini poliamidice şi alte materiale plastice pe piese metalice, prin metoda pulverizării.

În linii mari, această tehnologie constă în următoarele : 1) pregătirea pieselor metalice prin curăţarea chimică şi mecanică ; 2) încălzirea prealabilă a pieselor la temperaturi superioare punctelor de topire a prafului izolant. Astfel, pentru polietilenă, piesele metalice se vor încălzi la 290—300°C, iar pentru răşini poliamidice, la 255—265°C ; 3) vaporizarea. În jurul pieselor încălzite la temperaturile indicate se va trimite praful izolant, sub presiune. Particulele izolante se vor topi la suprafaţa pieselor metalice formînd un strat omogen de acoperire ; 4) răcirea pieselor metalice acoperite la temperatura camerii. După aceste operaţii piesele nu mai trebuie prelucrate chimic sau mecanic. Această tehnologie se adaptează unei instalaţii pe bandă rulantă.

Încercările fizico-chimice şi electrice au dat rezultate bune. Pentru grosimi ale stratului de acoperire de 0,20 mm din polietilenă, $E_{str} > 48$ kV/mm, în starea iniţială. După menţinerea în apă timp de 24 ore E_{str} scade numai la 39 kV/mm şi repetîndu-se încercarea după 3, 5 şi 8 zile, E_{str} îşi păstrează valoarea, respectiv 39 kV/mm.

A.B.

CZ 621.315.61—418.001.4

Skvortov, A. A. **Distrugerea termică a izolaţiei de micabandă** (Teplovoe razrusenie mikalentnoi izoliaţii). În : Elektrotehnika **38**, nr. 4, 1967, p. 38—40, 5 fig.

Se studiază procesul distrugerii termice a izolaţiei pe bază de micabandă a bobinajelor maşinilor electrice de tracţiune. Izolaţia se compune din straturi de mică, hîrtie de mică şi un lac de încleiere de tip oleobituminos.

Sub acţiunea factorilor din exploatare şi, în special, a căldurii, hîrtia de mică şi lacul de încleiere îşi micşorează flexibilitatea, devenind casante. Ca rezultat al acestui fenomen, în interstiţiile dintre hîrtia de mică şi lac se nasc tensiuni mecanice care pot duce la deplasarea straturilor de izolaţie.

În studiu se prezintă variaţia durităţii peliculelor de lac de încleiere oleobituminos în funcţie de durata de îmbătrînire (întărite la temperaturi diferite : 110, 160, 200 şi 240°C).

Se ajunge la concluzia că tensiunile mecanice care se localizează la graniţa dintre materialele componente ale izolaţiei sînt invers proporţionale cu temperatura de întărire.

A. B.

CZ 621.315.616.9.004.6

Koikov, S. N., ş.a. **Metoda de laborator pentru studiul fenomenului de îmbătrînire electrică a izolanţilor din folii sintetice** (Laboratornaia metodika issledovanîia zakonomernoster elektriceskovo stareniia plenicinil pohmernih dielektrikov). În : Elektriceskaia Izolaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 78 — 83, 3 fig., 4 ref. bibl.

Îmbătrînirea electrică este studiată prin două căi : 1) variaţia duratei de viaţă (τ) în funcţie de parametrii : temperatura (T), tensiunea (U) şi frecvenţa (f) ; 2) trasarea diagramei tensiune (i), timp (τ).

Se prezintă în primul rînd construcţia epruvetelor şi în al doilea rînd, utilajele de măsură. Instalaţia pentru înregistrarea momentului străpungerii este completată de către dispozitivul pentru determinarea valorii tensiunii de străpungere (de scurtă durată).

În afară de încercările la străpungere în curent continuu se mai prezintă şi determinările tensiunilor de ionizare.

Partea a doua a lucrării se ocupă de prelucrarea matematică a rezultatelor experimentale.

Se apreciază că metoda descrisă este indicată pentru studiul îmbătrînirii foliilor sintetice. Cu ajutorul acestei metode se pot face „prognoze" cu privire la durata de viaţa a dielectricilor respectivi.

A.B.

CZ 621.315.616.9.015.53

Barişev, P. C. ş.a. **Studiul rolului descărcărilor în procesul de îmbătrînire a foliilor din polimeri în cîmpul electric continuu** (Issledovanie roli razviadov v proţese stareniie polimernih plenok v postoiannom elektriceskom pole). În : Elektriceskaia Izoliaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 26—31, 4 fig., 3 ref. bibl.

Ţinînd seamă de ipoteza că îmbătrînirea dielectricilor formaţi din polimeri (aflaţi sub acţiunea curentului continuu) se datoreşte descărcărilor din incluziunile de aer şi că funcţia repetării descărcărilor depinde de conductibilitatea electrică specifică a polimerilor respectivi, se efectuează studiul pe trei folii sintetice, şi anume : polietilen, polistirol şi polietilentereftalat.

Ca metodă de cercetare se studiază variaţia duratei de viaţă τ, frecvenţa repetării descărcărilor n şi conductibilitatea electrică specială σ în funcţie de tensiune şi temperatură T.

Rezultatele studiului confirmă propunerile teoretice.

A.B.

CZ 621.315.616.9.048.81 : 621.319.4

Kostenko, E. N. **Studiul proprietăţilor electrice ale cîtorva folii sintetice termostabile folosite în construcţia condensatoareior** (Issledovanie elektriceskih svoistov nekotorih nagrevostoikih sinteticeskih plenok, primeniaenih v Kondensatorostroenii). În : Elektriceskaia Izolaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1966, p. 21—25, 2 fig., 4 ref. bibl.

Există tendinţa ca foliile sintetice să fie tot mai mult folosite în construcţia condensatoarelor, datorită cîtorva avantaje principale, şi anume : pierderi dielectrice scăzute la frecvenţe medii şi ridicate ; rigiditate dielectrică ridicată.

Se studiază caracteristicile dielectrice la trei tipuri de folii sintetice : politetrafluoretilenă, polietilentereftalat şi policarbonat. Grosimea acestor folii este între 10 şi 20μ.

Una dintre problemele studiului a constat în alegerea justă a metodelor de încercare. S-a pus accentul pe realizarea de electrozi corespunzători foliilor sintetice. Electrozii au fost realizaţi prin metalizare sub vid. Ca material a fost ales argintul. Se descriu aparatura folosită şi rezultatele experimentărilor. Astfel, s-au măsurat comparativ caracteristicile ε, tg δ şi ρv în game de temperaturi de la 20 la 150°C. Rezultatele sînt comparabile cu produse similare străine.

A. B.

CZ 621.315.616.92.015.3.002.3

Borodulina, K. L. ş.a. **Influenţa componenţilor celulozei din lemn asupra caracteristicilor dielectrice** (Vliianiie sostani drevesnoi telnilozi na el dielektriceschie zvositvo). În : Electriceskaia Izolaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 1—9, 4 fig., 1 tab., 15 ref. bibl.

Ca dielectric în construcţia condensatoarelor şi a cablurilor de forţă lucrînd la tensiuni foarte ridicate, se foloseşte încă hîrtia specială impregnată cu materiale lichide minerale sau sintetice clorurate.

Asupra caracteristicilor dielectrice ale hîrtiei influenţează substanţial elementele componente ale celulozei.

În acest sens se studiază influenţa elementelor pentozanice asupra pierderilor dielectrice (tg σ). Rezultatele experimentărilor arată că la micşorarea procentuală a acestor elemente pînă la 5—6%, pierderile dielectrice scad în mod sensibil. În schimb scăderea conţinutului de lignină de la 6 la 2% nu a dus la micşorarea tg δ (la temperatura de 120°C). Dacă la un conţinut de 2% lignină tgδ este de $1{,}5 \times 10^{-3}$, la 6% tgδ, practic, a rămas neschimbată. Aceste rezultate sînt interesante, întrucît pînă în prezent se consideră importantă influenţa conţinutului de lignină din celuloză asupra pierderilor dielectrice. Se propune continuarea cercetărilor în acest sens.

A.B.

CZ 621.315.616.96.004.6 :535.33.071/070

Koikov, S. N. ş.a. **Măsurarea spectrelor infraroşii în procesul de îmbătrînire prin ionizarea foliilor sintetice** (Izmerenie infrakrasnih spektrov v proţese ionizaţionnovo starenîia polimernih plenok). În : Elektriceskaia Izoliaţiia, lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 32—38, 3 fig., 2 tab., 5 ref. bibl.

Pentru a cerceta influenţa ionizării asupra unei folii sintetice, şi anume : polietilen, polistirol şi polietilentereftalat, acestea au fost supuse cîmpurilor electrice alternative în trei medii gazoase. Mediul A, în aer liber, mediul B, într-o atmosferă de aer liber sau oxigen (într-un cilindru închis ermetic) şi C, într-o atmosferă de azot pur.

Îmbătrînirea foliilor se face la temperatura mediului ambiant şi la tensiuni între 6 şi 20 kV (f = 50 Hz). Grosimea pereţilor cilindrilor din sticlă este de circa 1,5 mm ; grosimea interstiţiilor de aer între 1,3 şi 5 mm. Foliile studiate sînt de provenienţă industrială : polietilena cu grosimi 20—40 şi 35—40μ, polistirol în grosimea 50 μ şi polietilentereftalat 10μ.

Spectrele infraroşii s-au înregistrat pe un spectrometru IKS—12 în domeniul lungimilor de undă de la 0,75 la 25 μ cu folosirea prismelor din NaCl.

Rezultatele arată că îmbătrînirea prin ionizare în cazul A se manifestă prin micşorarea grosimii foliilor (fenomenul de eroziune) şi tensiunii de străpungere ; în cazul B distrugerea foliilor este mult mai înceată, iar în cazul C foliile, practic, rămîn neschimbate.

A.B.

CZ 621.317 *Măsurări electrice*

CZ 621.317.31.083.2

Héroin, P., Benoist, Ch. şi Delamarre, Y. **Măsurarea unui curent cu un ampermetru cu efect Faraday** (Mesure d'un courant par un ampèremètre à effet Faraday). În : Revue Générale de l'Électricité, tom, **76**, nr. 7—8, 1967, p. 1 045—1 053, 16 fig., 3 ref. bibl.

După o scurtă prezentare a problemei care constă în posibilitatea de măsurare şi înregistrare a unui curent cu o durată de cîteva secunde, şi a cărui intensitate variază între cîţiva amperi şi cîţiva miliamperi, se descrie instalaţia experimentală folosită în acest scop. Teoria dispozitivului experimental cuprinde consideraţii asupra fenomenelor de polarizare magnetică, modul de funcţionare a aparatului de măsură şi principalele sale caracteristici. Totodată se arată modul de realizare a aparatului şi modul cum a fost folosit la bancul de probă.

Se face o comparaţie a metodelor de măsură a unui curent prin metoda şuntului, prin metoda transformatorului de măsură şi prin efect Faraday. În anexă se prezintă teoria elementară a efectului Faraday în aplicaţiile făcute de Fresnel. Totodată se arată cum este interpretat efectul Faraday în mecanica clasică. Rezultatele experimentale se prezintă sub formă de fotograme.

A.C.

CZ 621.317.333.001.3

Svi. P. M. **Dispozitiv pentru încercările tg δ la izolaţie electrică de înaltă tensiune, în producţia de masă** (Pribor dlia massonih izmerenii tgδ nisokonoltnoh izoliaţii). În : Elektrotehnika **38**, nr. 3, 1967, p. 50—51, 2 fig.

În controlul tehnologic al fabricaţiei de turbo şi hidrogeneratoare este necesară măsurarea tg δ a izolaţiei unui număr foarte mare de bare.

Această măsurătoare se face cu punţi Schering care, pe lîngă avantajul preciziei ridicate, au şi dezvantajul necesităţii echilibrării lor la fiecare măsurătoare.

Se mai ţine seamă că la izolaţiile barelor, tg δ se măsoară la mai multe tensiuni pentru a determina factorul $\frac{\Delta \mathrm{tg}\delta}{\mathrm{tg}\delta}$.

Autorul a elaborat un nou dispozitiv pentru măsurarea tgδ, care se bazează pe principiul redresării sincrone.

Se prezintă schema de principiu a dispozitivului şi caracteristicile funcţionale. Gama de capacităţi este între 500 şi 50 000 pF, iar plasa de tensiuni de la 3 pînă la 24 kV. Tg δ poate fi măsurată în limitele 0,01—0,25. Eroarea maximă la măsurarea factorului $\frac{\Delta \mathrm{tg}\delta}{\mathrm{tg}\delta}$ nu depăşeşte 3,1% care, în condiţiile de încercări, de masă tehnologice, este admisibilă.

A. B.

CZ 621.317.333.6.001.2

Burnasev, A. A. **Încercarea intensivă a izolaţiei maşinilor electrice, transformatoarelor şi potenţiometrelor** (Intensifikaţiia ispitania izoliaţii electriceskih maşin, transformatorov i potenţiometrov). În: Elektrotehnika **38**, nr. 3, 1967, p. 47–50, 6 fig., 5 ref. bibl.

Pentru micromotoare, transformatoare de mică putere (pînă la 50 W) şi potenţiometre pînă la 2 W, cu producţie de mare serie, se pune problema automatizării controlului izolaţiei.

Se prezintă schemele de izolaţie ale acestora şi, de asemenea, principalele caracteristici dielectrice.

Se pune problema determinării tensiunii de încercare (în curent continuu) cu durata de aplicare. Pentru aceasta se trasează curbele viaţă-tensiune la toate schemele de izolaţie studiate.

În urma studiului efectuat prin încercări statistice cu loturi numeroase s-au ales tensiuni de încercare ridicate cu timpi de aplicare foarte mici, în jurul a 0,1 s (faţă de 2 s la metodele clasice).

A.B.

SCURTE ŞTIRI

Bobinajul maşinilor electrice poate fi protejat contra supraîncălzirii prin includerea unui modul (corp solid), în care un termistor comandă un tiristor, care — la rîndul său — reglează alimentarea cu curent alternativ.

Din: ETZ–B, nr. 14, 1967.

Conducte supraconductoare pentru densităţi de curent de peste 20 kA/cm² la 45 kG au apărut în comerţ. Ele se compun din fire subţiri de niobiu-titan, învelite în cupru de înaltă puritate.

Din: ETZ–B. nr. 14, 1967.

Firele din grafit fac parte din cele mai rezistente materiale fabricate în mod curent. Ele combină un modul de elasticitate de 2 800 t/cm² cu o densitate de numai 1,55 g/cm³ şi o rezistenţă de tensiune de 17,6 t/cm². Firul de grafit numit Thornel 40 face posibile construcţii armate cu fibre, de exemplu la construcţia avioanelor, a navelor submarine de mari adîncimi etc.

Din: ETZ–B, nr. 14, 1967.

O fibră sintetică rezistentă la o temperatură de 500°C a fost dezvoltată de firma Rolls-Royce. Materialul se compune din poliamid şi fibre de silical extrem de subţiri, fiind astfel asemănător materialelor sintetice solidificate cu fibre de sticlă.

Din: ETZ–B, nr. 15, 1967.

COMITETUL DE REDACŢIE

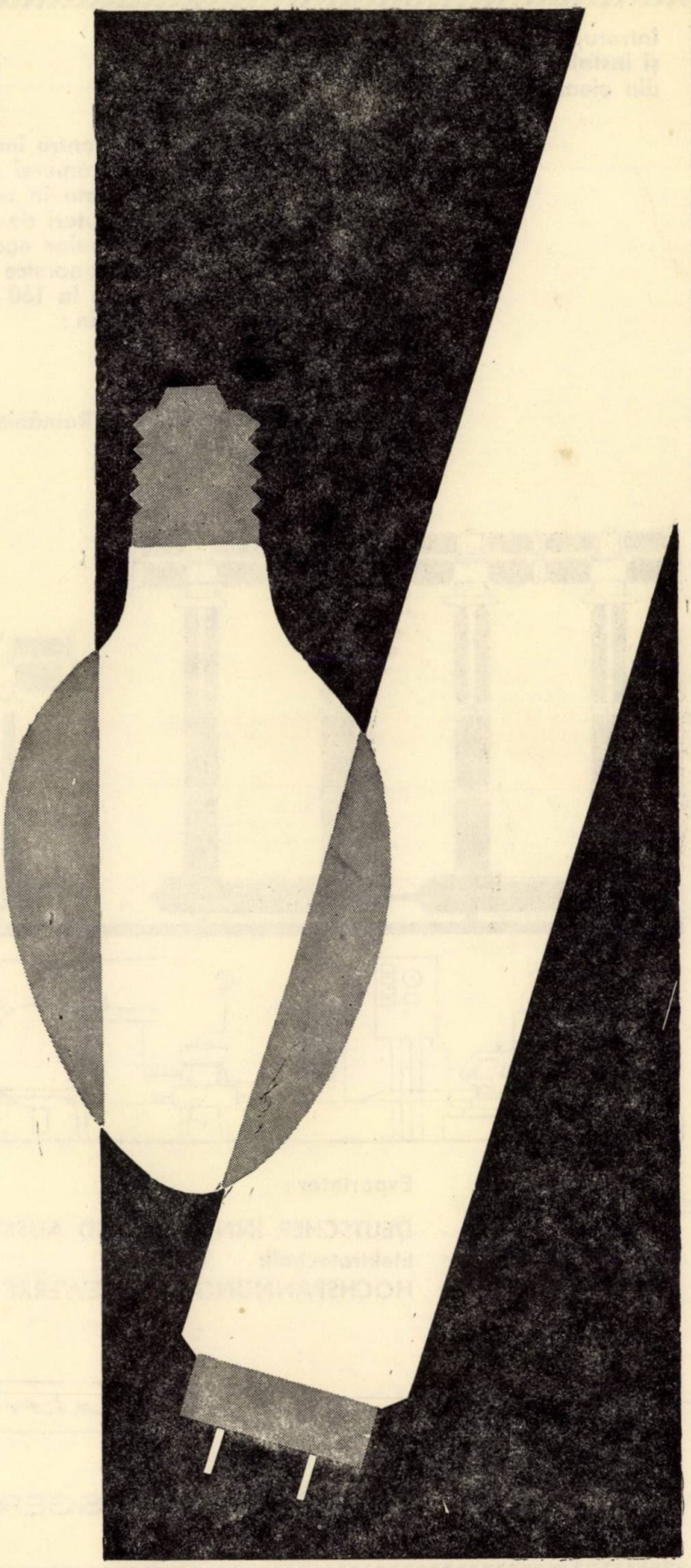
Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu: prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Rădulet; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon: redactor şef: 14.63.86; secretar general de redacţie 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie. Bucureşti, Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23–25. c. 5999.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.

41400

SUBSTANȚE FLUORESCENTE



Pentru:

Lămpi fluorescente

Reclame luminoase

Lămpi cu mercur

Televiziune

Oscilografie

Tehnica röntgen

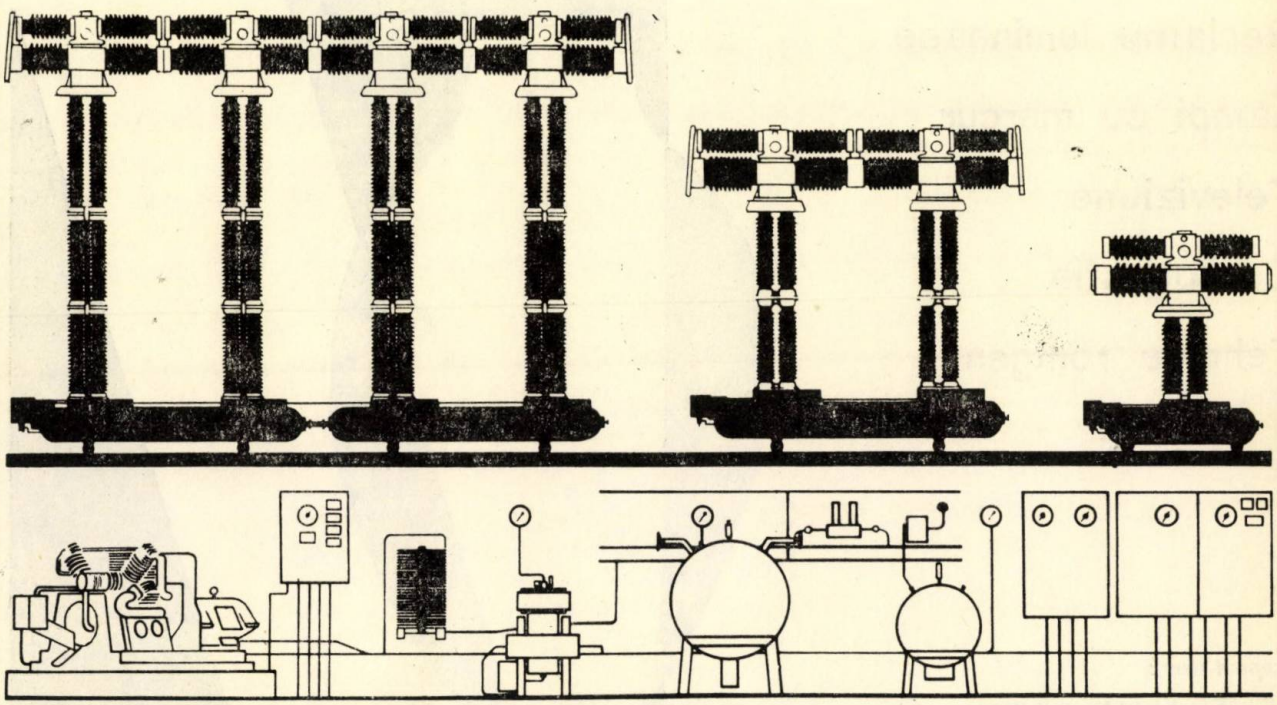
Exportator:
DEUTSCHER INNEN-und
AUSSENHANDEL CHEMIE
1055 BERLIN, Storkower Strasse 133

VEB LEUCHTSTOFFWERK BAD LIEBENSTEIN

6202 BAD LIEBENSTEIN — POSTFACH 35 — TELEX : 062208 ● REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

Intreruptoare cu aer comprimat
și instalații de comprimare a aerului
din elemente tipizate

Intreruptoarele de putere pentru înaltă tensiune tip 'D3AF6 sînt construite după principiul camerei de compresiune.
Elementele lor pot fi montate în comutatoare pentru diferite tensiuni și pentru diferite puteri de repere.
Pentru acționarea dispozitivelor noastre de comutare livrăm instalații de comprimare 'economice cu o presiune de acumulare pînă la 160 kgf/cm².
Informații se pot obține prin :
Biroul tehnico-comercial
DIA Elektrotechnik
la secția comercială din
Ambasada R.D.G. din R.S. România
Calea Dorobanților 14
București — România



Exportator :

DEUTSCHER INNEN — UND AUSSENHANDEL
Elektrotechnik
HOCHSPANNUNGSGERÄTEWERKE DER DDR

Elektrotechnik

HOCHSPANNUNGSGERÄTEWERKE DER DDR

Publicom

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3

ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.016.25.025.3

Nedelcu, V. **Noi consideraţii relative la problema puterii reactive.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 10, 12 mai 1967, p. 249—252, 2 fig., 15 ref. bibl.

CZ 621.3.045 :621.3.027.5 :621.315.61.418 :621.315.613 :620.149.918.2

Schmidt, D. **Propunerea unui coeficient de îmbătrînire pentru aprecierea materialelor izolante cu conţinut de mică a maşinilor electrice.** În : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 140—143, 8 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.3.048 :621.3.027.3

Nylund, K. şi *Moller, W.* **Elaborarea de noi izolaţii de înaltă tensiune.** În Bull. ASEA **58**, nr. 11, 27 mai 1967, p. 477—490, 17 fig., 21 ref. bibl.

CZ 621.3.048.1 :621.315.613.1 :620.199.918.4

Schmidt, D. **Îmbătrînirea izolaţiei de înaltă tensiune la maşinile electrice datorită oscilaţiilor mecanice.** În : Elektrie **21**, nr. 5, mai 1967, p. 177—180, 6 fig., 2 tab., 8 ref. bibl.

CZ 621.3.049 :347.773

Dörner, L. **Posibilitatea de patentare a circuitelor electrice.** În: Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 9, 5 mai 1967, p. 265—269, 2 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.3.076.12 ;621.929—523.8

Lennartz, A. **Un sistem de reglare a mai multor componente pentru operaţia de dozare.** În : Elektronik **16**, nr. 5, mai 1967, p. 149—152, 12 fig.

CZ 621. 313 **Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare**

CZ 621.313.291 :537.212

Freitag, D. **Generarea unui cîmp electric asupra unei maşini homopolare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 10, 12 mai 1967, p. 241—244, 4 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.322.013.8

Hagedorn, G. **Dispozitive de excitare pentru maşinile sincrone cu poli aparenţi.** În Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 9, 5 mai 1967, p. 257—261, 7 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.314 **Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare. Comutatrice**

CZ 621.314.211.017.71.001.24

Lein, P. **Contribuţii la calculul încălzirii transformatoarelor uscate cu canale axiale de răcire.** În : Elektrie **21**, nr. 5, mai 1967, p. 189—192, 5 fig., 2 tab., 20 ref. bibl.

CZ 621.314.632 ;621.357

Dormal, L. **Grupuri transformatoare — redresoare pentru alimentarea circuitelor de electroliză.** În : Revue ACEC, nr. 1, 1967, p. 3—16, 31 fig., 4 tab.

CZ 621.314.632 :621.382.3

Bingen, R. **Comportarea redresoarelor cu diode cu siliciu şi tiristoare în regim de suprasarcină şi de scurtcircuit.** În : Revue ACEC, nr. 1 1967, p. 17—26, 23 fig., 1 tab.

CZ 621.315 **Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cabluri. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii**

CZ 621.315

CZ 621.315.337.4 :669.3.001.5

Franzmann, M. şi *Mehner, G.* **Controlul rigidităţii sîrmelor din loc de cupru pentru aprecierea însuşirilor de prelucrare.** În : Elektrie **21**, nr. 5, mai 1967, p. 180—181, 1 fig., 5 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.315.614.61.001.5

Sulina, T. ş.a. **Factorul de pierdere ca criteriu pentru alegerea timpului de maleabilizare a materialele presate în straturi** În : Elektrie **21**, 5 mai 1957, p. 173—176, 7 fig., 4 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.315.616.9.001.5

Golbing, W. **Raportul funcţional dintre temperatura şi timpul de călire la materialele izolante.** În : Elektrie **21**, nr. 5, mai 1967, p. 169—172, 5 fig., 2 tab., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.626

Krasser, G. **Probleme termice ale izolatoarelor de trecere pentru înaltă tensiune.** În : Bull. ASEA **58**, nr. 7, 1 apr 1967, p. 309—316, 9 fig., 3 tab., 10 ref. bibl.

CZ 621.316 **Distribuirea energiei electrice. Reţele. Redeschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor**

CZ 621.316.542.027.3

Naumann, K. şi *Reichelt, W.* **Incercarea unui scurtcircuit de 110 kV cu acţionare prin exploziv.** În : Elektrie **21**, nr. 6, iun 1967, p. 220—222, 4 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.718.5

Worgitzki, A. **Aparate de curenţi slabi în tehnica acţionării.** În : Elektrie **21**, nr. 6, iun 1967, p. 215—219, 8 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.316.925.44 :621.315.554.018.6

Scharhag, W. **Fenomene de oscilaţie asupra declanşatoarelor bimetalice a releelor de protecţia motorului.** În : Elektrotech. Z. (ETZ)—B **19**, nr. 9, 5 mai 1967, p. 261—265, 5 fig.

CZ 621.316.926 :621.314.212

Seiler, H. **Aparat pentru analiza gazului utilizat pentru detectarea defectelor în transformatoare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 5, 10 mar 1967, p. 113—116, 1 fig., 1 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.317 **Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură**

CZ 621.317.335.2

Krutzsch J. **Convertizor capacitiv pentru mărimi de măsură** În : Elektrotech. Z. (ETZ—) **19**, nr. 5, 10 mar 1967, p.116—118.

CZ 621.317.71

Samek, L. **Măsurarea rezistenţei interne a galvanometrului.** În : Slaboproudy Obzov **27**, nr. 11, nov 1966, p. 668—670, 1 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.318 **Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor. Electromagneţi. Relee**

CZ 621.318.1 :621.374.3 :681.327.66

Seidler, H. şi *Ulbricht, D.* **O memorie cu miezuri magnetice sigure necesitînd un minim de punere în lucru şi mijloace tehnice.** În : Elektronik **16**, nr. 5, mai 1967, p. 133—136, 4 fig.

CZ 621.318.3.044 :681.33

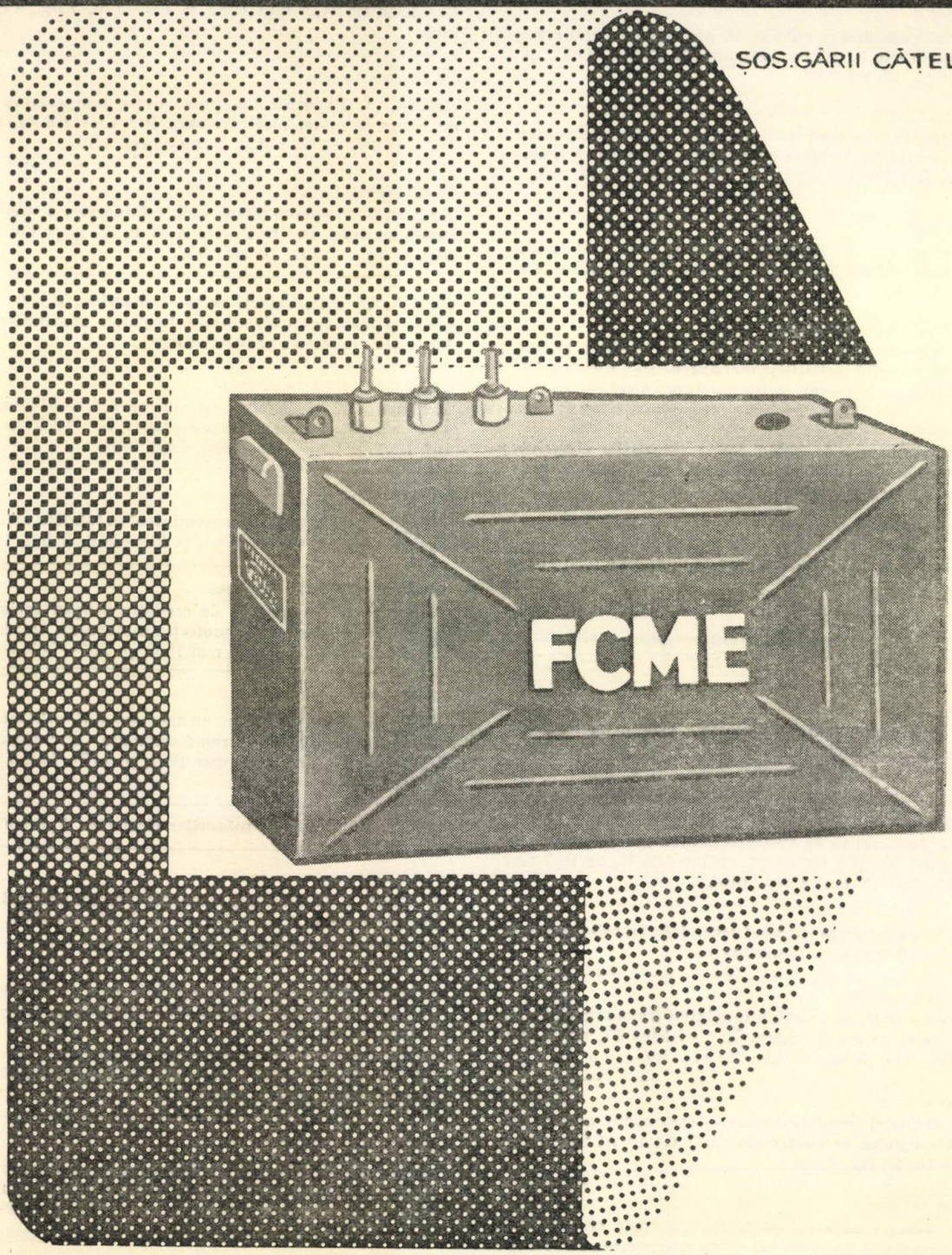
Sinelnikova, M. E. **Calculul circuitului magnetic al unui electromagnet pe calculatoare analogice.** În : IZV. VUZ. Elektromehanika **9**, nr. 10, oct 1966, p. 1156—1168, 2 fig., 2 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.318.562.7 :621.382

Mroczek, H. **Relee de timp de timp echipate cu tranzistoare pentru sisteme de reglare automată.** În : Prezeglad Elektrotechniczny **42**, nr. 12, dec 1966, p. 509—513, 12 tab., 7 ref. bibl.

FABRICA DE CABLURI ȘI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

ȘOS. GĂRII CĂȚELU NR. 4



Condensatoare de forță pentru îmbunătățirea factorului de putere

- CU 0,38 — 15 — 3, condensator impregnat cu ulei mineral cu tensiunea nominală 0,38 kV, puterea nominală 15 kVar trifazat
- CU 0,50 — 15 — 3, condensator impregnat cu ulei mineral cu tensiunea nominală 0,5 kV, puterea nominală 15 kVar trifazat
- CU 0,91/6,3 — 15 — 1, condensator impregnat cu ulei mineral, cu tensiunea între borne 0,910 kV, tensiunea între borne și masă 6,3 kV, puterea nominală 15 kVar, monofazat.

CONTENTS

DC 621.3.012.8 :621.372.6.001.24

Pololea, E. **Electric networks with magnetic coupling.**

Electrotehnica **15**, nr. 12, dec 1967, p. 441–447

The theory of the graph in the matrix calculus is applied to the study of electric networks — with magnetic coupling of the sides. Then, the relations established are applied to the study of the networks galvanically coupled by means of the opening and the connection of certain sides.

Thus, the author evinces the conditions required by the application of the methods met in the literature.

DC 621.3.016.25.011.1

Nedelcu, N. V. : **A new general formula of the reactive power in three phase systems.**

Electrotehnica **15**, nr. 12, dec 1967, p. 447–449

In a previous article of the author it has been proved that the formulae utilized in the classical literature for the reactive power of three phase systems in stationary electromagnetic work regime are valid orly for the symmetrical regime. In the case of a complete asymmetry ($U_2 \neq 0$; $I_2 \neq 0$) these formulae do not express the reactive power. In this article the author suggests a general formula available for electromagnetic symmetrical and asymmetrical stationary or transient regimes.

DC 621.3.017.31 : 621.313.32.042.13

Răduţ, C. and *Creţa, V.* **Contributions to the reduction of the losses in the poles of an asynchronous machine of medium power.**

Electrotehnica **15**, nr. 12, dec 1967, p. 450–453

In the article are presented the researches carried out by the authors in Bucharest electric machine-building plant for the obtention of synchronous generators with high technico-economical characteristics, by reducing the losses in the metal of the poles.

After substantiating the experimental solutions and studying all of constructive and technological implications, the authors present the results of these researches.

DC 621.316.62 : 621.315.616.96.001.4

Stere, E. and *Lucescu, S.* **The utilization of epoxidic resins in the execution of the insulators and of the electroinsulating pieces.**

Electrotehnica **15**, nr. 12, dec 1967, p. 453–461

The paper deals with the present technological problems in the field of epoxidic resins, reviewing the main categories of epoxidic resins and the admixtures existing at present in the world.

Further, the authors present the experimental works carried out with the indigenous resin Dinox 110 E in order to establish the 1 hardening regime. Among the castings of the laboratory, are presented the results obtained with the inner supporting insulator SAI—20, which plead in favour of the utilization of the resin Dinox 110 E in the production of insulators and of the inner electro-insulating pieces.

DC 621.317.784.068.6 : 538.632

Heler, A. **New schemes of Hall's wattmeters for sinusoidal alternating current of industrial frequency (50 Hz) and their method errors.**

Electrotehnica **15**, nr. 12, dec 1967, p. 461–472

The article comprise an analysis of some schemes of Hall's wattmeters, the deduction of the expression of the method errors and the suggestion of some new schemes.

REPORTS 473–475

REVIEW 475–478

BRIEF INFORMATIONS 478

SOMMAIRE

CD 621.3.012.8 : 621.372.6.001.24

Pololea, E. : **Réseaux électriques couplés magnétiquement.**

Electrotehnica **15**, no. 12, dec 1967, p. 441–447

On expliqûe la théorie du graphe dans le calcul matriciel lors de l'étude des réseaux électriques en couplage magnétique entre les cotés. Les relations de calcul établies s'appliquent ensuite à l'étude des réseaux couplés magnétiquement par l'ouverture et la connexion de certains circuits. De cette manière on précise les conditions dans lesquelles on peut appliquer les méthodes indiquées dans la littérature [6], [7].

CD 621.3.016.25.011.1

Nedelcu, N.V. : **Une nouvelle formule générale pour la force réactive dans les systèmes triphasés.**

Electrotehnica **15**, no. 12, dec 1967, p. 447–449

Dans un ouvrage antérieur de l'auteur on a démontré que les formules utilisées dans la littérature classique pour la force réactive des systèmes triphasés en régime électro-magnétique à fonctionnement permanent ne sont valables que pour le régime symétrique ; lorsqu'il existe une non -symétrie complète ($U_2 \neq 0$; $I_2 \neq 0$) ces formules n'expriment pas la force réactive. Dans cet ouvrage on propose une formule générale, valable pour les régimes électro-magnétiques symétriques et en même temps pour les régimes non-symétriques permanents ou transitoires (33, 34, 36).

CD 621.3.017.31 :621.313.32.042.13

Răduţ, C. et *Creţa, V.* : **Contributions à la réduction des pertes dans les pôles des machines synchrones de puissance moyenne.**

Electrotehnica **15**, no. 12, dec 1967, p. 450–453

Dans cet article on présente les recherches effectuées par les auteurs à l'Usine de machines électriques Bucureşti en vue d'obtenir des générateurs synchrones ayant des caractéristiques techniques et économiques supérieures, dues à la réduction des pertes dans le fer des pôles. Après que l'on pose les bases des solutions expérimentales et après que l'on traite toutes les implications constructives et technologiques, on donne finalement les résultats obtenus.

CD 621.316.62 :621.315.616.96.001.4

Stere, E. et *Lucescu, S.* : **L'employ des résines époxidiques pour la construction des isolateurs et des pièces électro-isolantes.**

Electrotehnica **15**, no. 12, dec 1967, p. 453–461

On présente dans cet article les problèmes actuels de technologie dans le domaine des résines époxidiques, tout en passant en revue les principales catégories de résines époxidiques et les adjuvants existant actuellement sur le marché mondial. On présente ensuite les travaux expérimentaux effectués en utilisant des résines de fabrication indigène, la Dinox 110 E, afin d'établir le régime de renforcement.

Pour les pièces coulées dans le laboratoire on communique les résultats obtenus avec l'isolateur-support d'intérieur SAI–20, résultats qui plaident en faveur de l'utilisation de la résine Dinox 110 E pour la fabrication des isolateurs et des pièces électro-isolantes pour les intérieurs.

CD 621.317.784.088.6 :538.632

Heler, A. : **Nouveaux schémas de wattmètres Hall pour courant alternatif sinusoidal, à fréquence industrielle (50 Hz) et leurs erreurs de méthode.**

Electrotehnica **15**, no. 12, dec 1967, p. 461–472

L'article comprend l'analyse de quelques schémas de wattmètres Hall ainsi que l'expression déduite concernant les erreurs de méthode. On propose en même temps quelques nouveaux schémas.

COMPTES-RENDUS 473–475

RÉFÉRATS 475–478

BRÈVES COMMUNICATIONS 478

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY

BUCHAREST, RUMANIA – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ

BUCAREST, ROUMANIE – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR

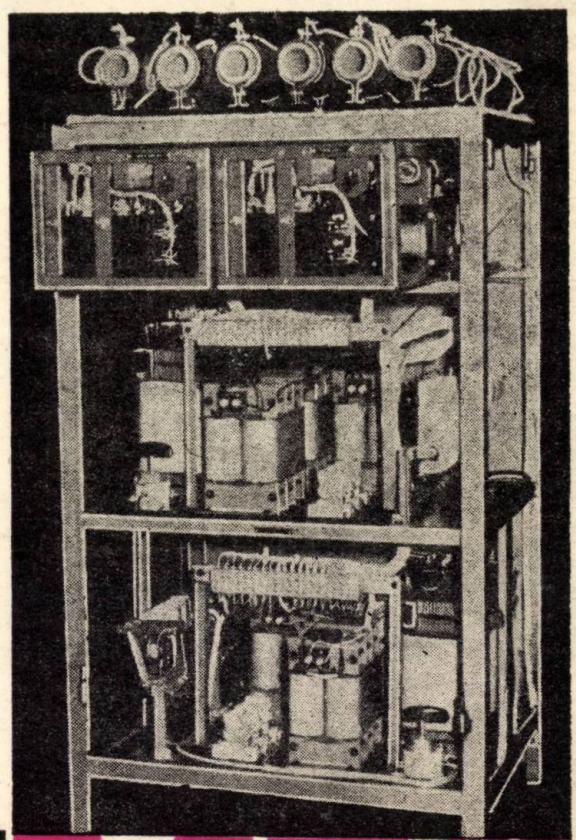
BUKAREST, RUMÄNIEN – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

FERNRUF: 14.75.35

MICM

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00



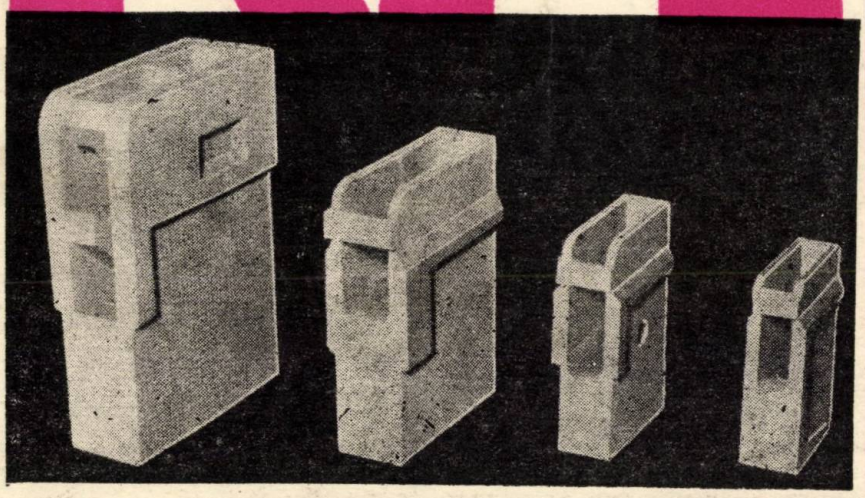
Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique

1967 APR 25



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.